1929 e 1930

alli uff. 11-12

Anno 8° - N. 1. Gennaio - Febbraio 1929-A. VII.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO

DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino Radiotelegrafico del R. Esercito



SOMMARIO:

LODGE. - "La rivoluzione nella Fisica„ (trad. del T. Col. Amoroso).

LE CORBEILLER. - "L'Alto Partante„ (trad. del Cap. Bancale).

29/8

ABBONAMENTO.

ANNUO (6 numeri). . . .	**L. 12**
UN NUMERO SEPARATO . .	**L. 3**

Inviare l'importo a mezzo vaglia alla DIREZIONE DELL' ISTITUTO R. T. ED E. DEL GENIO MILITARE, Viale Mazzini 8. ROMA (149)

Roma, Tipo-Lit. Off. R.T. ed E. del Genio Mil.
N. 2 - 25-2-1929-VII. (c. 350)

Anno 8° - N. 1. Gennaio - Febbraio 1929 - Anno VII.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino Radiotelegrafico del R. Esercito

Diretto dal Prof. G. VANNI

LA RIVOLUZIONE NELLA FISICA

Conferenza di Sir. OLIVIERO LODGE pubblicata nel numero di [illegible]re 1928 nel periodico "The Institution of Electrical Engineers".
(Trad. del T. Col. AMOROSO).

Crediamo di far cosa grata ai lettori pubblicando, col consenso dell'Autore e degli Editori, la seguente conferenza tenuta da Sir Oliviero Lodge presso l'Associazione Inglese degli Ingegneri Elettrotecnici - diciannovesima Lettura Kelvin. - Il nome dell'autore di rinomanza mondiale non abbisogna di presentazione; i lettori ammireranno la maniera magistrale colla quale Egli in una sintesi geniale espone le ultime conquiste delle moderne teorie fisiche.

*
* *

È un gran piacere per me parlare agli ingegneri elettrotecnici, ed il piacere è anche maggiore per il fatto che il mio discorso è associato al nome di KELVIN: ringrazio quindi il Consiglio per avermi invitato.

Avevo da prima pensato di intitolare questa lettura « Progressi recenti della Fisica », ma la parola « recente » ha un significato

relativo. Tutti gli avvenimenti di questo secolo, dal tempo di STOKES e KELVIN in poi, mi sembrano recenti; ma ciò che i fisici valorosi della ultima generazione intendono per « recente », non è l'opera di FILZ GERALD, di LARMOR, e di J. J. THOMSON, e neanche quella di BOHR, EISTEIN e SOMMERFELD, poichè questi nomi cominciano anch'essi ad essere alquanto antiquati. I nomi che oggi possono considerarsi tutto affatto recenti sono quelli di SCHRÖDINGER, HEINSENBERG e DIRAC, per non menzionare alcuni di quelli che in questo paese, sono nella mente di ognuno. Ho concluso quindi, che dare un'idea dei recenti progressi della fisica, sia fuori questione. Non è strano che si cerchi di riassumere i progressi fatti nel secolo ventesimo, ma generalmente un bilancio non si fa in un periodo di attività commerciale: almeno io ritengo che questo non rientri *nei procedimenti commerciali ordinarii*. Un periodo di osservazione retrospettiva è in generale un periodo di stasi relativa.

D'altra parte i progressi fatti nel secolo ventesimo costituiscono una vera rivoluzione; e benchè sia difficile vagliare una rivoluzione finchè non sia almeno compiuta (e questa non è in alcun modo compiuta), e benchè chi si proponga uno scopo simile e sicuro di sbagliarsi spesso, purtuttavia io mi propongo di dare un riassunto dei suoi aspetti principali, senza essere per nulla sicuro dei risultati.

Prima di tutto si dice spesso, benchè forse non più tanto spesso come alcuni anni or sono, che l'effetto di tale rivoluzione è stato quello di abolire l'etere dello spazio. Al contrario ritengo che non solo l'esistenza dell'etere sia stata ben stabilita, ma che stia per sorgere, una teoria razionale di esso anzi è mia opinione che sia già cominciata. I soli che realmente ed effettivamente negano l'esistenza dell'etere, sono quelli che asseriscono che nella disputa tra Galileo ed il collegio dei Cardinali, la ragione era da una parte e dall'altra, o in altre parole, che siccome noi non conosciamo che il moto relativo, non v'ha alcuna differenza nell'affermare che la terra ruoti intorno al suo asse, o piuttosto che i corpi celesti ruotino intorno ad esso una volta al giorno. Coloro che sostengono una tesi di questo genere, negano realmente l'esistenza dell'etere, perchè ammettono la possibilità di esistenza di

velocità che sono incompatibili con la presenza di qualunque mezzo fisico, velocità che possono esistere, o delle quali è possibile immaginare l'esistenza solamente nello spazio geometrico vuoto del tutto. Non credo che nessun relativista sostenga realmente che sia altrettanto possibile che le stelle ruotino intorno alla terra una volta al giorno, perchè questo urta contro le loro stesse teorie. Una volta infatti che essi ammettono che la velocità della luce non possa essere superata da quella di un corpo materiale, essi ammettono l'esistenza di un mezzo caratterizzato da questa velocità nella sua stessa costituzione, essi parlano di qualcosa di assoluto, non relativo. Tutto il cardine delle teorie della relatività sta nella scoperta degli invarianti, ossia di quantità assolute che sono le stesse per tutti gli osservatori, ed identiche per tutto l'universo. Se si scoprisse che l'universo fosse finito, e se fosse quindi possibile calcolarne le dimensioni, questa sarebbe veramente una scoperta immensa; ma senza arrivare a questo, una gran quantità di cose sono state scoperte.

Accennerò ora rapidamente ad alcune di queste. Prima di tutto, se l'universo stesso fosse un'unità assoluta (come sarebbe se fosse finito) sarebbero state con ciò stesso scoperte le unità assolute. Verosimilmente, dire che lo spazio è limitato, significa dire solamente che, il nostro cosmo particolare è finito: non possiamo dire che cosa vi sia al di là di esso e non vi è per questo alcun mezzo di indagine possibile. Tuttavia sono state scoperte delle unità assolute; ciò è a dire elementi discontinui che possono essere contati. Le unità assolute sono, cioè, delle quantità che noi possiamo contare. Prima di tutto è stata constatata la natura discontinua dell'elettricità, d'onde è derivata l'unità assoluta di carica elettrica. Segue la scoperta della discontinuità o dell'unità indivisibile di radiazione, che ha esteso i suoi tentacoli a tutti gli intricati capitoli della fisica atomica. La discontinuità della materia è stata osservata da molto tempo (al principio dell'ultimo secolo suppongo), ma oggi l'atomo è stato a sua volta scomposto nelle sue cariche elettriche che sono quantità di energia localizzate nell'etere.

Questa è l'idea che io vi voglio imprimere: localizzazione. Naturalmente l'etere in genere non è localizzato, ma vi sono in esso

dei nuclei, o dei punti, che lo sono. Tutte le cose che noi apprendiamo dai nostri sensi, sono localizzazioni di energia eterea, e si devono tener presenti perciò le proprietà dell'etere per poter comprendere la loro costituzione.

Il primo passo verso la comprensione, è la scoperta che la materia è una forma o manifestazione di energia eterea, proprio come si è sempre considerato che lo sia la radiazione. Le radiazioni furono sempre conosciute come una forma di energia eterea. Fu una grande scoperta quella che la materia fosse una forma di energia. La velocità costituzionale dell'etere s'indica in generale con « *c* ». Notate che non intendo di chiamarla velocità della luce; essa è forse la velocità della luce, è certamente dello stesso ordine della velocità della luce, ma nella sua essenza, io la considero come la velocità costituzionale, vorticosa e probabilmente turbolente dell'etere stesso.

Noi troveremo che le onde eteree, hanno per limite questa velocità. Esistono velocità molto minori di *c*, ed esistono anche velocità superiori a *c:* non per ogni sostanza materiale però, ma solo per una specie di onda. Sono lieto di vedere che il Dott. ECCLES è presente questa sera. Egli ci ha detto che nello strato di HEAVISIDE per esempio, come del resto in qualunque campo ove esistano cariche elettriche libere, le onde sono incurvate, perchè esse vanno a velocità più grandi di *c*. Questa è la cosa più rimarchevole, quantunque in vero non sia che un esempio.

Vi sono due velocità delle onde, di cui *c* è solamente la media proporzionale. Temo di dire delle cose che ognuno conosce già, ma dobbiamo pure andare sopra un terreno che sia conosciuto, ed in ogni caso questo non è conosciuto da molto tempo. Se *u* è la velocità del gruppo d'onda, e *v* quella di fase delle onde, allora *c* è la media geometrica tra di esse cioè:

$$u\,v = c^2$$

Esse sono ambedue legate alle proprietà dell'etere ed alla velocità assoluta *c;* quest'ultima è una velocità assoluta dalla quale le altre due velocità possono separarsi. Una è sempre minore: la velocità del gruppo, o velocità dell'energia, o, come troveremo, la velocità di una particella, è sempre minore; la velo-

cità di fase è sempre più grande. Ma tutte e tre possono essere quasi eguali, perchè sappiamo che la particella e l'onda possono avere velocità molto prossime; l'una è solamente un caso estremo dell'altra. L'energia può irradiarsi alla velocità del gruppo d'onda, velocità che può essere abbastanza piccola; in vero essa potrebbe anche essere in quiete, la sua velocità cioè potrebbe essere nulla, ma in tal caso la velocità di fase deve essere molto grande. Più piccola è la velocità di gruppo, più grande è l'altra; se una è nulla, l'altra è infinita.

Che cosa significa ciò? Bene, io credo che ciò significhi questo.

Consideriamo per esempio un elettrone. Un elettrone è una forma di energia. Esso viaggia con la velocità u che, come dico, può essere piccola. Come esso si muove, si muove anche il suo campo, che si propaga al di fuori. Devo stare molto attento, perchè non sono assolutamente sicuro che quello che stò dicendo sia abbastanza corretto. Noi pensavamo una volta che il campo si propagasse colla velocità c perchè questa era l'unica velocità che prendevamo allora in considerazione; ma adesso non ne sono più altrettanto sicuro. Ciò significa che c'è qualche cosa che non si muove nel vero senso della parola, ma che è sentito a distanza. Non è l'energia che viaggia è quella velocità, è una modificazione che si propaga. Esso non porta alcuna energia con se. Dobbiamo ricordare che trattando di un elettrone, l'infinito può anche significare solamente un millimetro o qualche cosa di analogo. Il campo ad ogni modo, si propaga a distanze grandissime, ed il campo dovuto ad un elettrone stazionario deve essere sentito a distanza infinita. In conclusione vi sono due possibili velocità da considerare: quella era piuttosto una disgressione.

Prevalenza della velocità *C*.

Stavo spiegando perchè ho chiamato c la velocità costituzionale dell'etere, e non semplicemente la velocità della luce. Dovremo fare una generalizzazione. Essa è stata definita da CLERK MAXWELL, nella sua espressione elettromagnetica, come la reciproca della

media geometrica di due costanti dell'etere, e questo ci appare ora come il cardine dell'argomento. Anche il movimento della materia non può spiegarsi senza di esso. Così la definizione completa del movimento di una palla da criket o di un treno ferroviario, involve questa velocità costituzionale c. Il fatto è, che ogni cosa si muove nell'etere, e che quindi, per essere precisi e completi, si devono prendere sempre in esame le proprietà dell'etere. La velocità c è finita, benchè per tutti gli scopi pratici possa essere considerata infinita, il che equivale al non prenderla affatto in considerazione. Ma ora noi cominciamo ad afferrarla, ed a comprendere che di essa si deve tener conto, e che ciò ha uno scopo. L'unico movimento che noi conosciamo è quello attraverso l'etere. L'energia intrinseca della materia si può esprimere solamente in funzione di essa. L'energia intrinseca della materia, come tutti probabilmente sanno, è $m\,c^2$, dove $m = \beta\, m_0$, e a sua volta $\beta = \frac{c}{\sqrt{c^2 - v^2}}$. Ciò significa che se la materia è in movimento con la velocità v, la sua massa è aumentata da una funzione di v, ma tanto che stia in riposo o no, questa espressione rappresenta sempre l'energia del corpo. Essa è più grande se il corpo si muove, ma la sua energia assoluta od intrinseca è sempre $m\,c^2$. Ciò è lo stesso che dire che c entra addirittura nella costituzione della materia. La solita espressione $\frac{1}{2}\, m\, v^2$ è solamente l'incremento dovuto al moto, e lo si può anche esprimere con $C^2\, dm$.

La particella e l'onda, o discontinuità e continuità.

La natura dell'onda eterea ci è sconosciuta, ma non v'ha dubbio che tali onde esistano, com'è certo che esistono le particelle materiali, quantunque anche di quest'ultime ignioriamo la costituzione. Secondo una delle ultime scoperte, una di quelle che realmente possiamo chiamare recenti, non vi è più una profonda distinzione tra una particella ed un'onda, che esse si confondono l'una con l'altra, e ci appaiono solamente casi estremi di qualche cosa che è realmente, essenzialmente continuo. Così, nonostante la

eccitante scoperta delle discontinuità, la continuità è stata ancora una volta ristabilita.

Vi è sempre stato in vero un continuo conflitto tra continuità e discontinuità, che già esisteva nei classici tempi antichi. Nel fascicolo di questa settimana di « Nature » è apparso un pregevole lavoro sull'opera di LUCREZIO, svolto da D'ARCY THOMPSON, sul quale desidero richiamare la vostra attenzione. Ben pochi di noi potrebbero scrivere un articolo come quello, perchè non conosciamo come lui i filosofi antichi. Il padre di D'ARCY THOMPSON era professore di greco, ed il figlio trae profitto anche dai suoi studii letterarii per la sua attività scientifica.

Vi è un continuo conflitto, come dico, che ha avuto inizio fin dai primi tempi e che perdura ancora, tra continuità e discontinuità. La scoperta di ogni discontinuità è come un passo avanti, ma quantunque sia convinto che non le abbiamo tutte esaurite, non dubito tuttavia che la continuità debba finire col trionfare.

Energia dell'etere in generale.

Stiamo per entrare ora per un momento in una regione speculativa. Il conflitto al quale accennavo è apparso anche in biologia. Gli organismi sembrano essere discontinui, ma WEISEMANN suggerisce che ciò nonostante esiste la continuità nella vità. Non saprei dire se le stesse idee siano penetrate tra i psicologici, perchè in questo campo la cosa è controversa; ma io penso che la scoperta della telepatia rappresenti una specie di continuità tra le menti che prima era insospettata. Noi ci consideriamo come individuabilità perfettamente separate, ma cionondimeno sembra che vi sia qualche specie di legame che ci unisce.

Frattanto è stata fatta la scoperta dell'etere come un mezzo universale sede di ogni energia, della quale la materia è una manifestazione localizzata. Quale relazione possa esservi tra l'energia materiale da una parte, e le altre manifestazioni che non ci appaiono come materia, tali la vita, e la mente, questo è un problema che l'avvenire dovrà scoprire gradualmente. Ogni cosa sembra mostrarci che l'intero universo costituisca una sola unità, e che quello che

noi percepiamo sono differenti aspetti di una unica cosa fondamentale. Materia, energia, e radiazioni, sono già state fino ad un certo punto unificate. Esse costituiscono l'aspetto fisico delle cose. Il mondo psichico, e quello fisico, sono anche collegati come risulta dalla esperienza generale, benchè la natura della loro unificazione costituisca un problema che, come ho detto, resta tutt'ora insoluto. Dopo questo preambolo, torno al mio tema relativamente ristretto che è quello di discutere ed illustrare qualcuno dei lineamenti più caratteristici della rivoluzione della fisica durante il ventesimo secolo.

Sguardo retrospettivo.

Il secolo diciannovesimo tocca un momento critico per quanto riguarda la fisica, colla scoperta, e l'isolamento dell'elettrone: l'elettricità dunque è di natura discontinua. Si trovò che l'elettrone è un'unità naturale di dimensioni e masse determinate, (benchè oggi le sue dimensioni comincino ad essere controverse) con momento ed energia misurabili, quando esso si muove sotto l'azione di un campo elettrico determinato. Le medesime unità elettriche furono ottenute da ogni specie di atomo, qualunque ne fosse la natura chimica, e fu provato da ZEEMANN che queste erano le particelle che generavano le radiazioni, la luce. Si scoprì che gli urti che si avevano quando venivano improvvisamente arrestati in un tubo a vuoto, dava origine ad una specie di radiazione: i raggi X. La loro intera massa corrispondeva alla loro carica elettrica, se erano concentrati in una sfera di date dimensioni, in accordo con una teoria formulata molto tempo prima, nel 1881, da J. J. THOMSON. Fu così trovato che essi non avevano materia associata: la loro massa aumentava colla velocità secondo una legge che fu calcolata in base a principii puramente elettrici, sia da OLIVIERO HEAVISIDE, che da Sir J. J. THOMSON. Ho dato più sopra il fattore β nella sua forme più semplice; esso aveva una forma molto più complicata quando appare per la prima volta negli articoli recenti di HEAVISIDE. Questa alterazione è conosciuta come il cambiamento relativistico della massa, ma ciò solamente perchè la teoria della relatività ha esteso questo concetto dall'elettrone a tutta la materia.

Ciò non risultava dalla teoria originale; era solamente una carica elettrica che si comportava in modo da presentare un aumento di inerzia con la velocità, e nè derivava che la massa era funzione della velocità. Quando ciò venne verificato ebbe importanti conseguenze, e deve avere infatti un significato vitale; ma notate che la scoperta ebbe origine da considerazioni elettromagnetiche sulla teoria elettrica della materia, la quale esisteva prima che fosse ideata la teoria della relatività. Ma oggi, secondo i criteri della relatività, non interessa che la carica elettrica sia accompagnata o no da una massa materiale, la materia si comporterebbe nella stessa maniera. Questo è il postulato: esso costituisce anzi uno dei postulati della teoria della relatività. La teoria originale cioè è stata generalizzata ed estesa a tutta la materia.

Ci sembrava 20 o 30 anni fa che molto si conoscesse dell'elettrone: le sue dimensioni, la sua massa etc....

Una parte di queste cognizioni rimane ancora valida, ma il secolo ventesimo, ha fuso di nuovo ogni cosa in un'unico crogiuolo ed ha riportato le stesse nozioni sull'elettrone ad uno stato particolare incertezza. Cosi l'incertezza che è sempre esistita per quanto riguarda la sua natura e la sua costituzione, si è estesa ora anche alle sue dimensioni e alla sua velocità.

HEINSEMBERG ha elaborato una teoria dell'incertezza, la quale tende a dimostrare che se noi conosciamo un fatto intorno ad una cosa, siamo abbastanza incerti intorno ad un altro, mentre se conosciamo il secondo fatto saremo incerti riguardo al primo; non possiamo afferarli ambedue. È questo uno stato di cose veramente curioso ed interessante, ma non può essere l'ultima parola sull'argomento. Gli elettroni possono essere considerati come strutture di un carattere sconosciuto nell'etere, ma non possiamo più essere dogmatici, come lo eravamo al principio del secolo.

Il meccanismo col quale essi producono l'ordinaria energia raggiante è stato studiato da BOHR in modo molto dettagliato, nella ipotesi di inspiegate orbite quantistiche, nelle quali essi possono rimanere stabiliti senza produrre radiazioni, e dalle quali non possono uscire senza eccitare radiazioni di frequenza perfettamente definite, di una frequenza cioè che può essere prevista per mezzo del calcolo e quindi verificata accuratamente per mezzo dell'analisi

spettrale. Molto poco di ciò era conosciuto da Lord KELVIN che morì nel 1906 e probabilmente CLERK MAXWELL che morì qualche anno prima non lo sospettava neanche. Io dubito che anche FITZ GERALD che morì nel 1901 afferrasse le conseguenze che derivano dalla scoperta della natura discontinua della elettricità.

Ora LOUIS DE BROGLIE, e SCHRÖNDINGER dimostrano che gli elettroni ad alta velocità sono associati con un treno di onde. La semplicità della teoria delle onde luminose, è stata complicata dalla teoria dei quanti, e trasformata in una specie di teoria corpuscolare, mentre a loro volta i corpuscoli stessi si stanno risolvendo in onde. Tutto ciò è molto sconcertante, ma nello stesso tempo molto interessante, ma per la completa formazione di questa teoria la presente generazione dovrà ancora aspettare, o piuttosto dovrà prendere parte attiva per trovarla.

Ne è derivato temporaneamente un dubbio della medesima specie però, circa l'etere dello spazio. Si è obbiettato infatti che, se la radiazione è qualcosa emessa per quanti, essa può essere irradiata nello spazio perfettamente vuoto, e cessa quindi il bisogno di un mezzo etereo di comunicazione. Non sono d'accordo con ciò per una gran quantità di ragioni; ma tutte le teorie subiscono un processo di revisione, e non siamo ancora alla fine.

Lord KELVIN sarebbe molto interessato e molto turbato dallo stato attuale della fisica che è piena di ipotesi che a lui sarebbero apparse impossibili, e che certamente sono di carattere rivoluzionario. I metodi matematici usati sono di una specie nuova e non dinamica, quasi sperimentali, molto diversi da quelli che dominavano nel secolo diciannovesimo, e che ebbero tanto successo per lo sviluppo delle proprietà della materia che allora si conoscevano.

Tuttavia per l'etere quelle teorie non risultavano soddisfacenti; accadeva qualche cosa che era apparentemente inesplicabile. Si cominciò a trattare direttamente dell'etere nel secolo diciannovesimo. Non si riusciva a capire come l'etere e la materia, fossero connessi tra loro, come pure rimaneva oscura la costituzione dell'etere stesso. Sia Lord KELVIN che FITZ GERALD tentarono di ammettere l'esistenza di un etere di carattere dinamico: pensarono cioè di spiegare le proprietà del mezzo universale in termini meccanici,

costruendo od immaginando modelli meccanici che avessero proprietà analoghe a quella dell'etere e che avessero dato o suggerito una possibile costituzione per un mezzo elettromagnetico. Essi tendevano in tal modo a spiegare meccanicamente i fenomeni della elettricità, del magnetismo e della luce. Non tentarono di introdurre la gravitazione. In complesso fallirono.

L'etere fu considerato a diverse riprese come un solido elastico, ed un tempo questa ipotesi prometteva bene, ma prima o dopo finì per crollare; le sue proprietà contraddittorie potevano essere riconciliate solamente con speciali restrizioni, e finalmente tutti conclusero, quantunque con riluttanza, che l'etere non poteva essere spiegato con le leggi della meccanica. Pensammo cioè che le leggi della dinamica non si potessero applicare ad esso. Le leggi Newtoniane sono sufficienti per la materia ordinaria, ma anch'esse in questo campo hanno bisogno di ulteriore estensione per poter essere applicate a casi estremi, quali possono essere le grandissime velocità; così anche le temperature estremamente basse producono qualche difficoltà. Le discontinuità apparvero anzi per la prima volta nella elettricità, e nelle sue relazioni con la materia, appunto alle bassissime temperature. Le teorie meccaniche dell'etere dovettero essere quindi abbandonate. Questo è quello che s'intende, o che si dovrebbe intendere con l'asserzione che l'etere non esiste più. Gli argomenti in favore di qualunque specie di etere sono validi ora quanto lo erano prima, ed EISTEIN stesso ha dedicato tre conferenze, che sono raccolte in un piccolo volume intitolato « Diversi punti di vista della Relatività », per insistere sulla necessità fisica di un etere, se le nuove equazioni devono essere interpetrate in termini fisici. Di questi in realtà non abbiamo bisogno per gli sviluppi puramente matematici dei diversi problemi, ma ne abbiamo bisogno non appena giungiamo alla fisica.

La costante caratteristica dell'etere moderno, è la sua velocità costituzionale c, e questo è il fattore essenziale.

Fra poco, se ne avrò tempo, voglio dire qualcosa sulla possibile costituzione di un elettrone, benchè non pretenda di dire niente che sia assolutamente corretto. Ciononostante talvolta una posizione può essere molto utile come punto di passaggio, anche se essa deve essere successivamente abbandonata.

Non ho bisogno di ricordare ad ingegneri elettrotecnici, che lo studio degli elettroni forma lo scopo principale di questo Istituto. In una forma o nell'altra essi costituiscono ciò che l'ingegnere elettrotecnico adopera ed utilizza, cosicchè è perfettamente naturale che desideriate conoscere una buona volta che cosa siano. Voi avete per qualche tempo adoperato queste attive, piccole creature, ed avete compiuto grandi cose con il loro aiuto (basta pensare alla radiotelegrafia od alla trazione elettrica), ma non vi è mai stato permesso di vederli nemmeno metaforicamente. Essi ci sono nascosti, cosicchè ci troviamo nelle condizioni di un individuo che dovesse guidare un animale coperto da una qualdrappa, e che non sapesse se esso sia un cane, una zebra, od un asino, e fosse costretto ad arguirne la natura solo dal suo comportamento più o meno trattabile. Gli elettroni hanno certamente provato di essere non solo molto attivi, ma anche molto trattabili, molto obbedienti alla più piccola guida, mentre nel medesimo tempo sono molto energici. Possiamo facilmente condurli lungo fili, ma non possiamo contarli, non possiamo conoscere a quale andatura essi viagiano lungo un filo. È una cosa molto spiacevole che ancora oggi abbiamo una conoscenza molto limitata di quello che avviene quando pigiamo il bottone di un campanello elettrico.

Quello che io ho detto e letto, è solamente una frazione di quello che ho scritto, perchè devo essere breve. Vorrei tuttavia dire una parola sulla trattabilità di questi elettroni e come essi sono docili. Quando noi stimiamo il potenziale di un elettrone in base ai principii ordinari, assumendo che esso sia una sfera delle dimensioni che si ammettevano al principio del secolo, dividendo la sua carica per il raggio per avere il potenziale, noi troviamo che questo supera i 700.000 volta, ed è questa la ragione per cui si comporta come fà nella valvola di FLEMING. Voi potete immaginare con quale rapidità esso risponda: ha una massa piccolissima, e si trova a questo enorme potenziale. Naturalmente perciò qualunque velocità, come quella delle vibrazioni sonore, è praticamente trascurabile rispetto a quella degli elettroni e questi seguono quelle vibrazioni con fedeltà perfetta. Ciò nonostante, io penso che ognuno debba essere realmente sorpreso, quando sente i toni della musica e le inflessioni della voce che escono con tanta

perfezione da un'apparecchio a valvola, benchè ne conosca la ragione.

Che una perturbazione dell'etere possa superare delle distanze così grandi, e poi essere riprodotta, e trasformata in suono con tanta precisione, è una cosa stupefacente non solo per il grosso pubblico, ma anche e specialmente per quelli che conoscano più profondamente questi fenomeni.

Si constatò che le radiazioni ad alta frequenza, erano capaci di espellare elettroni da certe sostanze con una energia proporzionale alla frequenza di vibrazione della luce o delle altre radiazioni che ne causavano l'emissione, benche non si conoscesse il perchè di questa proporzione tra frequenza ed energia: non lo sappiamo completamente neanche ora. Nella struttura atomica vi è evidentemente qualcosa molto ben nascosta (qualcosa che fu rilevata da MAX PLANK) dalla quale deve dipendere non solo questa relazione, ma anche il fatto reciproco che la velocità della energia di un elettrone in movimento determina la frequenza della luce che esso emette quando viene arrestato.

Una struttura possibile dell'etere.

Lasciate che ritorni per un momento alla teoria semidinamica dell'etere, che sembra possa in qualche modo sopravvivere, o forse dovrei dire, di essere risuscitata dalla posterità, e cioè quella dell'etere idrodinamico o fluido perfettamente incompressibile in moto verticoso; l'etere a struttura finemente suddivisa e rotazionale, o vortice spugnoso, studiato, tanto da KELVIN che da FITZ GERALD. Il problema consisteva nello spiegare come una sostanza che riempiva tutto lo spazio senza offrire il minimo ostacolo o la minima resistenza al passaggio della materia, (esso infatti non inceppa il moto dei corpi celesti e di qualunque altro) e che perciò sembrava avere le proprietà di un fluido o di un liquido perfetto non vischioso e incomprensibile, potesse nondimeno trasmettere vibrazioni trasversali che sono trasmissibili solamente nei solidi dotati di un certo grado di rigidità, e capaci di deformazioni elastiche. Si stabilì che nessun fluido potesse avere tali proprietà. Un fluido

può trasmettere vibrazioni solamente se è compressibile, e le onde sono allora quelle sonore. Queste ultime furono studiate da NEWTON, il quale riconobbe che la velocità del suono era espressa da $\sqrt{\frac{E}{\rho}}$. Sorse poi la questione di sapere se era possibile che un fluido in moto verticoso, potesse trasmettere onde trasversali, perchè i vertici hanno molte delle proprietà dei giroscopi, proprietà conferitegli dalla rotazione, e un giroscopio ha una reazione particolare alla forza che lo solleciti, tendendo a muoversi ad angolo retto colla forza applicata, cosicchè si può ancora ammettere che ogni impulso o disturbo venga trasmesso nella maniera ordinaria. Si potè quindi dimostrare che, ammessa una certa ipotesi, le onde trasversali avevano le medesime proprietà di quelle luminose, e perciò essendo suscettibili di polarizzazione, potevano essere trasmesse, e potevano viaggiare secondo i calcoli di Lord KELVIN con una velocità di $\frac{1}{3}\, c\sqrt{2}$. Secondo i calcoli di KELVIN sull'etere idrodinamico, l'etere rotazionale, la velocità della luce non doveva essere c ma una frazione di c e il fattore era $\sqrt{\frac{2}{3}}$. Questa possibile, o parziale teoria, fu seguita da FITZ GERALD, ma da allora in poi è stata abbandonata. Vi erano della difficoltà riguardo alla stabilità. Al giorno d'oggi un dubbio circa la stabilità non è fatale, poichè qualcosa d'insospettato come il quanto, può sempre sorgere per ristabilire le cose. Le orbite di BOHR non erano stabili, finchè arrivò la teoria dei quanti, ed anche ora nessuno può spiegare completamente la teoria dei quanti, benchè per postulato essa abbia qualità stabilizzanti, dato che ammette solo intere unità, e non può ammettere le frazioni. Essa non ammette l'emissione continua; preferisce i salti al cammino continuo, le scale al pendio. Il Dott. JEANS ha detto che se non ci fossero i quanti, la materia si irradiarebbe molto rapidamente nell'etere. Mi pare che egli non abbia usata la parola « etere », non importa, diciamo, nello spazio. Noi possiamo usare benissimo la parola « spazio », solamente è uno spazio con proprietà fisiche. La ragione per la quale ogni cosa non si dissolve in una sola fiammata, è spiegata dalla teoria dei quanti: i quanti hanno reso la materia permanente. Vi è in ciò un senso più profondo di quanto apparisca a prima vista.

Un'obbiezione ancora più profonda a questa teoria quasi dinamica, è che tutti questi tentativi sembrano superflui o non necessari dopo l'opera di CLERK MAXWELL. Egli mostrò in maniera esauriente e completa che le perturbazioni laterali o trasversali connesse colla trasmissione della luce erano di natura elettrica in una direzione, magnetica nell'altra e che non erano affatto di quella natura che comunemente chiamiamo meccanica. Ciò è senza dubbio vero, ma non è l'ultima parola: con questo non si chiude la discussione. Infatti cosa è uno spostamento elettrico nell'etere? e che cosa è un campo magnetico? Ci è sempre sembrato che nel magnetismo vi fosse qualcosa di rotatorio, e se è così, vi deve essere qualcosa che ruota. Bisogna spiegare perfino cosa siano l'elettrizzazione e la magnetizzazione. Esse non sono funzione della materia: un campo elettrico termina sulla materia, un campo magnetico non ha neanche questo legame.

Il campo elettrico e quello magnetico non sono affatto materia. Essi devono essere spiegati in funzione del mezzo etere. Ora un mezzo girostatico o rotazionale è appunto quello che occorre. Secondo la teoria di LARMOR, il campo elettrico è una specie di distorsione statica, mentre un campo magnetico è cinetico, ed ha un flusso lungo le linee di forza, flusso che probabilmente costituisce l'energia del campo. Se tale fluido esiste, esso deve essere molto lento perchè non è stato mai osservato. Io ho studiato tale ipotesi in modop articolare (vedi Philosophical Magazine, aprile 1907), e non ho perso ogni speranza di osservarlo, ma ho ragione di ritenere che occorrerebbe un campo enormemente intenso prima che una traccia di moto dell'etere potesse essere reso percettibile. Se fossi più giovane, cercherei di interessare il Dott. KAPITZA al problema, e di utilizzare i suoi metodi straordinariamente energici per la produzione di enormi correnti, e dei campi magnetici relativi.

Egli ultimamente descrisse i suoi esperimenti avanti alla Società Reale, e voi potete averli letti. Le bobine che egli ha ideate sono piccole e sono munite in ogni verso di rinforzi d'acciaio, perchè le correnti sono così forti, che quando si respingono l'una coll'altra, le spire tendono ad espandersi con forza eccezionale e possono realmente anche esplodere: è pericoloso. Nessuno era riuscito prima ad ottenere tali campi magnetici. Ma benchè il Dott.

KAPITZA possa produrre dei piccoli campi di enorme forza, egli non può ancora estenderli sopra la lunghezza che sarebbe necessaria per poter rendere percettibile per mezzo di un raggio di luce quello che io ritengo sia una piccola deviazione lungo le linee di forza magnetica. Perchè il moto dovrebbe essere così lento? Perchè l'etere è una sostanza di tremenda densità, e il suo valore è completamente diverso da quello stabilito da L. KELVIN nell'ultimo secolo. Il calcolo che io ho fatto della densità dell'etere, e le diverse ragioni che la giustificano, sono date nel Philosophical Magazzine dell'aprile 1907. Esse portano tutte ai medesimi risultati, arrivano ad una densità dell'ordine 10^{12}.

Mi si può domandare che cosa significhi la densità dell'etere. Essa ha il significato ordinario: massa per unità di volume, e sulla natura della massa posso dire solamente che significa qualcosa di importanza fondamentale per l'universo fisico. Noi sappiamo che l'inerzia di un elettrone è spiegabile in certo modo in funzione del suo campo elettrostatico. La sua inerzia è dovuta a ciò, o piuttosto al campo magnetico generato del moto. È questo che obbliga il suo moto a persistere, e che reagisce contro ogni eccelerazione di qualsiasi specie; tuttavia questa non è una spiegazione fondamentale dell'inerzia, essa trasferisce solamente la massa di un corpuscolo in movimento al mezzo che lo circonda. Lo stesso si dica se l'universo si riduce alle onde; anche il momento delle onde deve essere spiegato. Le onde non avrebbero momento se la sostanza che lo trasporta non avesse inerzia. Prevedo che si giungerà alla conclusione che tutta la inerzia esiste fondamentalmente nell'etere. Ad ogni modo indipendentemente dalla esattezza o meno delle cifre, diversi fisici tra cui Sir. J. J. THOMSON, ammettono che la densità dell'etere deve essere enormemente più grande di quella di ogni altra forma conosciuta di materia, anche di quella delle stelle, come la compagna di SIRIO. Perchè dopo tutto la materia, è inevitabilmente l'insieme di un numero discreto di particelle distanti le une dalle altre; in fondo la materia non ha più sostanza di quella che vi può essere in una nuvola di polvere. La materia è veramente paragonabile a pochi granelli di polvere dispersi in un oceano di acqua chiara.

Complessità della locomozione.

Nei ragguardevoli progressi, e nelle brillanti speculazioni della fisica moderna, vi sono dei segni di una vasta semplificazione nei riguardi della nostra conoscenza dell'universo, semplificazione che non è ancora avvenuta ma che sta maturando. La teoria e. m. della luce ne fu il principio, la teoria elettrica della materia fu un altro gran passo, l'analisi dell'atomo un'altro, e già siamo in grado di affermare che l'intero universo materiale è costituito da aggregazioni, o da speciali complessi delle due cariche elettriche unitarie opposte, le quali a loro volta sono strutture sconosciute nell'etere dello spazio. È senza dubbio una grande semplificazione poter pensare che tutta la materia così complessa, è riducibile a questi due elementi componenti, benchè la riduzione non sia finale, perchè queste due unità non possono essere fondamentali e devono formare l'oggetto di ulteriori indagini Ma la condizione attuale è una semplificazione.

Nel lavoro compiuto a questo scopo, è sorto un curioso stato di cose. Nel tentativo di semplificare ciò che era complesso, noi troviamo che è necessario complicare ciò che prima era semplice; o piuttosto troviamo delle complessità in ciò che fino ad ora avevamo considerato come semplice e con cui eravamo divenuti familiari. La fisica moderna ha lo scopo di semplificare ciò che è complesso, con l'aiuto della relatività e dei quanti, ma ha fatto sorgere delle difficoltà la dove in precedenza non ne sospettavamo la esistenza, ed ha reso d'altra parte semplici delle cose complesse. Per esempio, che cosa c'è di più semplice della locomozione? Che cosa può essere più semplice del movimento di un'atomo, di una palla da criket o di un volano? Eppure noi abbiamo trovato che vi è molto in questo fatto, a noi tanto familiare della locomozione, che non conosciamo. Inoltre un raggio di luce sembra una cosa relativamente semplice, ma ora la struttura della luce è ripiombata nella oscurità, ed ha acquistato alcune delle proprietà della materia; Reciprocamente la materia ha acquistato alcune della proprietà della luce. La particella materiale e l'onda sono più strettamente collegate di quanto pochi anni fa avremmo pensato possibile.

Riguardo alla teoria dei quanti, comincio a pensare che la meccanica quantistica non potrà sopravvivere a lungo inalterata: penso che essa cederà il posto alla meccanica delle onde; la meccanica quantistica verrà spiegata in funzione della dinamica delle onde, incominciata dal Sig. DE BROGLIE e sviluppata dal Prof. SCHRÖDINGER e da altri. La teoria dei quanti ha fatto si che le onde si comportino in certo modo come le particelle; reciprocamente la nuova dinamica farà si che le particelle si comportino un pò come le onde. Ci deve essere una unificazione finale, ma questo spetterà al futuro, e noi dobbiamo per ora contentarci di considerare le cose da due punti di vista apparentemente tra loro incompatibili. L'anno scorso il Dott. MAX PLANCK ricevette la medaglia FRANCKLIN d'America e pronunciò un importante discorso. Egli disse: « Voi tutti sapete che la fisica teorica che si è sviluppata ed ha progredito continuamente per 200 anni, e che solamente una generazione fa sembrava prossima alle sue conclusioni definitive, ora è entrata invece in un periodo critico, pieno di serie conseguenze. Le sue leggi fondamentali, come quella della conservazione dell'energia, valgono ancora, ma le nostre concezioni, e la visione dei fatti sono diventate nuovamente confuse.

Parecchi concetti che potevano essere contati tra i più semplici ed evidenti del mondo, sono stati resi oscuri, dubbiosi ed anche contradditori. Sotto molti aspetti dobbiamo ricostruire dall'inizio, secondo le nuove teorie. Nel secolo decimonono ogni cosa era stata ridotta a meccanica: bisogna spiegare ora il movimento stesso della materia. L'esperienza ci ha portati alla conclusione inevitabile che le leggi della meccanica non sono dei principi assoluti, e che anche la particella materiale, nel caso in cui segua una traiettoria di grandissima curvatura perde il suo significato.

Corpuscoli ed onde.

Un elettrone in riposo, posto che esista, ed uno in moto uniforme rettilineo, posseggono una forma, una posizione ed una velocità che possono essere determinate. Ma a rigore esso è soggetto ad una accelerazione, che è centripeta piana come in una orbita,

con una reazione tra esso e l'etere circostante, e ne deve risultare qualche specie di perturbazione ondulatoria; che può esser rappresentata da onde progressive come le radiazioni ordinarie, od anche da onde stazionarie. Le onde stazionarie sono quelle ottenute dalla riflessione delle onde su se stesse: ne abbiamo un esempio in ogni strumento musicale a corda o a fiato. Quando l'accelerazione è grandissima, sembra che l'elettrone si confonda con queste onde. Noi vediamo tale fenomeno fino ad un certo punto nella produzione dei raggi X.

In quel caso l'accelerazione negativa di collisione è violenta e ne deriva una vibrazione dell'etere; troviamo qualcosa di simile anche nel caso dell'accelerazione centripeta quando la curvatura della traiettoria è eccessiva, come nell'interno dell'atomo. Il moto allora somiglia piuttosto alle onde di una corda vibrante, cioè ad onde stazionarie anzichè ad una particella in rivoluzione.

Sembra infatti, che l'elettrone si sparga allora sull'intero percorso, la circonferenza del quale deve essere, com'è stato detto, un numero intero di lunghezze d'onda, e si spiegano così le serie di orbite stabili di BOHR. Un elettrone non può fermarsi in una orbita con un numero frazionario di lunghezze d'onda. Quando esso è stabile non irradia più, e la sua energia resta bensì costante, ma in forma di onda; la meccanica corpuscolare si riduce dunque alla meccanica delle onde. Questi principii introdotti da DE BROGLIE e SCHRÖDINGER non sono stati investigati ancora in tutti i loro dettagli, ma sono già stabiliti su solide basi.

Così il corpuscolo quantistico si riduce alla forma dell'onda, e la forma delle onde si trasforma a sua volta in corpuscoli e quanti.

Verifiche sperimentali.

La difficoltà che si incontra nel trattare sperimentalmente questo argomento, sta nel fatto che non si possono fare esperimenti direttamente sull'etere; non abbiamo alcun mezzo di esaminare le radiazioni nello spazio libero, e possiamo entrare in contatto con essi solamente in quanto coesistano con la materia. Possiamo studiarne

la generazione, l'assorbimento, ed altri accidenti che gli avvengono quando incontra un atomo; ma tutti i nostri apparati e strumenti d'investigazione, compreso l'occhio, sono tutti materiali, e fuori della materia dobbiamo giudicare per induzione. Ciò nondimeno alcune conferme sperimentali dell'esistenza della struttura dell'onda come parte di un elettrone volante, sono state fatte recentemente dal Prof. GEORGE PAGET THOMSON di Aberdeen, figlio del maestro di TRINITY, il quale le ha pubblicate nei « Proceedings of the Royal Society » del febbraio di quest'anno.

Vorrei dire qualcosa in proposito, perchè suppongo che non tutti le conoscano; esse sono realmente recenti, e ritengo che siano estremamente importanti. Noi ci siamo assuefatti fino ad oggi ai nomi di BRAGG padre e figlio; dobbiamo ora abituarci a quelli di THOMSON, padre e figlio. THOMSON junior dunque, fa questo: egli prende un tubo a vuoto munito di un catodo ad una estremità; davanti al catodo si trova un piccolo orificio che è costituito in realtà da un tubo di circa 0,1 mm. di diametro, e all'altra estremità del tubo si trova uno schermo od una lastra fotografica. I raggi catodici che passano attraverso questo stretto orifizio sono come un sottile pennello di luce, e formerebbero un piccolo punto sulla lastra. Nel loro percorso egli mette una lamina di metallo estremamente sottile. Se questa avesse uno spessore apprezzabile sarebbe opaco agli elettroni e darebbe origine ad un fascio di raggi X. Ma non è questo che egli vuole ottenere, egli vuole che i raggi siano solamente sparpagliati, cosicchè invece di avere un punto sulla lastra ci sarebbe da aspettarsi una piccola macchia. La lamina metallica necessaria è così sottile che naturalmente essa deve essere depositata su qualche cosa, perchè altrimenti non potrebbe sostenersi; si tratta di una lamina di spessore quasi molecolare. Questo in breve è il dispositivo. Qual'è ora il risultato? Se sono prese le disposizioni opportune, e se la lamina metallica è abbastanza sottile, egli può osservare sulla lastra non più un punto isolato, ma un punto circondato da anelli concentrici, cioè egli arriva ad un modello di diffrazione, il che significa onde. Ora originariamente non vi erano onde, ma solo particelle in moto rapidissimo, ed è certo tuttavia che egli ottiene una figura prodotta da onde, quando fa muovere gli elettroni con velocità suffiente-

mente elevata. Penso che una particella debba giungere ad una certa velocità critica, prima che si comporti in certo modo come le onde, o che possa emettere delle onde. Ciò è in analogia con la teoria di STOKES di tanto tempo fa, circa le onde nell'aria. Un ventaglio da signora non genera onde, ma le ali di un'ape o di un'insetto, si. Un movimento lento cioè non genera neanche onde lunghe; e perchè no? perchè esso non comprime l'aria, e questa sfugge dall'orlo del ventaglio. Che cosa accada nell'etere non so, ma immagino che vi sia una qualche frequenza limite per le vibrazioni, al di là della quale l'etere può essere chiamato opaco, intendendo con ciò, che nessuna onda può essere irradiata. Ma quando la velocità è elevata, cioè quando c'è una considerevole caduta di tensione tra catodo ed anodo, arriviamo più o meno chiaramente a questo modello di diffrazione.

Se l'esperienza finisse qui, si potrebbe supporre che le onde indicate da questa figura ad anelli fossero generate dallo schermo metallico, o cristallino, proprio come un opale genera nella luce delle vibrazioni di una lunghezza d'onda ben definita, lunghezza d'onda che dipende dalla struttura lamellare del cristallo. Analogamente, come tutti sanno, possiamo ottenere una nota musicale stando avanti ad una serie di scalini e battendo le mani, e battendo sul pavimento con un bastone, avanti a una serie di palafitte otterremo una specie di fischio come un eco. Questo è abbastanza spiegabile; gli impulsi riflessi vengono l'uno dopo l'altro in una successione regolare, e danno l'effetto di una nota musicale. Così il colore può essere introdotto nella luce, o una nota musicale nel suono, anche se esse non esistano nelle pulsazioni originarie. Voi potete dire che lo stesso avviene qui: ma in tal caso voi non avete inteso il resto. Prima di tutto l'esperimento è il risultato di una teoria ben definita, la quale associa il moto delle onde con quello di rapide particelle, e ci rende possibile di calcolare la lunghezza d'onda, dalla caduta di potenziale che fa muovere le particelle. L'esperienza è una verifica di questa teoria, e l'accordo quantitativo richiede che le onde siano inerenti alle particelle e non siano state introdotte dalla lamina. In secondo luogo vi è un altro controllo sperimentale. Prendete un magnete ed applicatelo alla traettoria delle particelle. Ognuno sa che un elettrone volante

è deviato da un magnete, e quindi il punto colpito dagli elettroni deve spostarsi, ma non ci si aspetterebbe che il magnete avesse alcun effetto sulle onde. Osservate quello che succede dalla figura di diffrazione. Resta essa immutabile?

In caso affermativo non vi sarebbe stata alcuna scoperta: invece il modello si muove anch'esso. Un magnete cioè sposta la maggior parte della figura dalla posizione originale e questa si trova sempre intorno al punto: punto ed anelli cioè si muovono insieme. Deve essere stato un momento emozionante quello in cui GEORGE THOMSON vide il movimento di questi anelli di diffrazione. Fino ad ora nessuna luce aveva subito l'azione di un magnete. FARADAY aveva fatti diversi tentativi, anche io ho fatto qualche tentativo di spostare un raggio di luce per mezzo di un fortissimo magnete o di un campo magnetico a forma di prisma, ma non ebbi nessun risultato. Qui abbiamo una luce di nuova specie e perciò questa è realmente una scoperta importante. Le onde associate sono di frequenza eccessiva. La frequenza che dipende dalle tensioni, arriva a 10^{20}, è molto più alta cioè di quella dei raggi X: forse è anche più alta di quella dei raggi γ. In ogni modo questa frequenza è la più alta che conosciamo, e le onde risentono l'influenza di un magnete. La struttura delle onde, siccome è associata con una particella volante, è deviata da un magnete.

Riprendiamo i principii fondamentali della teoria di DE BROGLIE che viene così confermata, e che permetteva di prevedere la lunghezza d'onda delle radiazioni. Quando si hanno cioè, degli anelli come quelli di NEWTON, si può misurare la lunghezza d'onda: il diametro dell'anello ci dà appunto la lunghezza d'onda, e così la previsione può essere verificata. Darò alla teoria la sua forma più semplice, quella che corrisponde al caso di una piccola orbita circolare, e possiamo ammettere che sia lecito estendere le conclusioni al caso generale di una accellerazione qualsiasi; in ogni modo questo serve efficacemente da guida.

Prima di tutto abbiamo il quanto di PLANCK

$$m v r = \frac{n h}{2 \pi}$$

ove n è un numero intero, perchè le frazioni sono ivi escluse. Ciò

vale quanto dire che il momento angolare presenta delle discontinuità. Suppongo che ogni momento angolare obbedisca a questa legge: benchè se n è grande la discontinuità tende a scomparire; esso si livella e diventa continua, ma se n è un numero piccolo, e specialmente se $n = 1$, allora la discontinuità è cospicua.

Viene quindi l'ipotesi di DE BROGLIE secondo cui:

$$2\pi r = n\lambda$$

Possiamo chiamarla una ipotesi: che cioè la circonferenza di un'orbita debba essere un numero intero di lunghezza d'onda per ogni orbita stabile. Una corda può vibrare costantemenre soltanto quando la sua lunghezza è eguale ad un numero definito di semi lunghezza d'onda, e la lunghezza di un anello deve essere uguale a un numero pari di semi lunghezze, cosicchè $n\lambda$ dà la circonferenza $2\pi r$. Riunendo queste due semplici equazioni, si ha la predetta lunghezza d'onda:

$$\lambda = \frac{h}{m v}$$

Qui m è la massa della particella, e siccome essa si muove molto rapidamente, dovremmo prendere come espressione della massa: $m = \beta m_0$ ma non importa questo; chiamiamo con m la massa da cui è affetta la particella in questa particolare circostanza. Allora quando essa si muove colle velocità v, $\frac{h}{m v}$ ci dà la lunghezza d'onda della perturbazione con cui è associata e con la quale, viaggia come le onde messe in moto dalla prua di una nave viaggiano con la nave stessa.

Ora, possiamo determinare v? Noi lo possiamo calcolare abbastanza facilmente nella solità maniera dalla caduta di potenziale, cioè:

$$\frac{1}{2} m v^2 = e P$$

dove e è la carica, e P la caduta di potenziale. Si ha perciò:

$$\lambda = \frac{h}{m v} = \frac{h}{\sqrt{2 e m P}}$$

Ora osservando questa espessione della lunghezza d'onda, si vede che $\lambda \mid \overline{P}$ deve essere costante se la teoria orbitale si presta ad una estenzione o generalizzazione in questo senso. Questo può essere quindi un controllo della teoria. Dobbiamo solamente misurare il diametro (D) di questi anelli, sullo schermo o sulla fotografia, per ottenere la lunghezza d'onda. Si arriva al medesimo risultato ottenuto ponendo $D \mid \overline{P}$ = costante. THOMSON misurò la caduta di potenziale lungo il suo raggio catodico e il diametro degli anelli in ciascun caso, e trovò appunto che $D \mid \overline{P}$ era costante.

La teoria si presta inoltre ad una verifica ancor più completa che consiste nel calcolare il valore assoluto di questa costante. Infatti $\lambda \mid \overline{P}$ = costante = $\frac{h}{\mid 2 e m}$. Il calcolo di $\frac{h}{\mid 2 e m}$ si riduce ad un problema di aritmetica perchè h e m sono tutte quantità conosciute. Se ricordo bene il valore numerico è $7 \cdot 10^{-9}$. Per ogni singolo esperimento la lunghezza d'onda ed il potenziale sono conosciuti, cosichè possiamo controllare se effettivamente $\lambda \mid \overline{P}$ risulta uguale a $7 \cdot 10^{-9}$. I risultati concordano con l'approssimazione di qualche unità per cento. La lunghezza d'onda è eccezionalmente piccola, dell'ordine di 10^{-9} e 10^{-10}, ma la teoria ed i risultati sperimentali ciò non ostante concordano.

Ma si può domandare quali sono le dimensioni degli anelli corrispondenti ad una determinata caduta di potenziale. Quando questa era di 18.000 volta: il diametro degli anelli era di 3 cm. Essi sono abbastanza grandi, e quindi si possono facilmente misurare. Se la caduta di potenziale è più grande, per es. 44.000 volta il diametro diventa di 2 cm. Se la d. d. p. lungo il tubo a vuoto che mette in moto questi elettroni, arriva a 56.000 volta, il diametro dell'anello si riduce ad 1,8. Esso varia cioè in ragione inversa della radice quadrata della caduta di tensione. Questo in breve l'aspetto quantitativo dell'esperimento. In conclusione la teoria e l'esperienza sono d'accordo. Non deve essere dimenticata l'importante differenza tra queste onde con nucleo interno e gli ordinari raggi X; una varietà è riducibile ad un campo magnetico, mentre l'altra no: quest'ultima, si comporta come la luce, mentre

quella è costituita da onde associate con una particella. Siamo dunque adesso in presenza di una cosa nuova che non è ne una particella ne un'onda: ma un miscuglio delle due. La particella ordinaria è un limite, l'onda di luce è l'altro limite. In altre parole, la materia è un estremo, la luce è l'altro, e qui noi troviamo uno stadio intermedio che è destinato ad unire i due limiti, e darci una dimostrazione della realtà fisica dei quanti di luce. Poichè occorre notare che l'onda nucleare è un quanto. Quando essa è assorbità, essa lo è completamente, ossia tutta la sua energia è assorbita, sia che questa sia localizzata nella particella, che nel sistema di onde che viaggia con essa. Si può dire dunque che la realtà fisica dei quanti di luce è stabilita (confronta Prof. WHITTAKER - Philosophical Magazzine - Novembre 1926). Deve esservi molto da scoprire circa la radiazione ordinaria, ma io sono convinto che questa radiazione sia di una specie nuova; essa conferma la meccanica delle onde, e forma il principio di una teoria soddisfacente e suggestiva dell'etere.

Proprietà dell'etere.

Avrei avuto ancora ben altre cose da dire intorno all'etere rotazionale o turbolento, ed intorno al lavoro di OLIVIERO HEAVISIDE che cercò di costruire una teoria di questo genere e di ricavarne le equazioni di CLERK MAXWELL con un tentativo che però non riuscì; ma devo conservare questo per più tardi. Tuttavia desidero dire ancora qualcosa intorno alla possibile struttura di un elettrone, e perciò voglio avventurarmi a tenervi occupati ancora per pochi minuti.

Può sembrare quasi retrogrado parlare della struttura di un elettrone come se fosse una sfera. Non abbiamo mai saputo con certezza che l'elettrone sia una sfera. Noi sappiamo che tutti i corpi celesti sono sferici, od almeno li possiamo considerare tali con ogni approssimazione; ma la ragione di un tale fatto è nota: essi non possono essere di altra forma per poco che la loro grandezza sia ragguardevole, perchè un corpo di grandi dimensioni deve avere necessariamente una forma sferica. Se fosse cubico, i suoi spigoli cede-

rebbero sotto l'azione della gravità: anche l'Himalaia incontra delle difficoltà a sostenersi, e questo è niente in confronto degli sforzi che dovrebbero sopportare gli spigoli di un cubo; essi si schiaccerebbero. I corpi molto grandi dunque devono essere sferici, mentre non è altrettanto necessario che lo siano quelli piccoli. Un elettrone può dunque essere un anello o un vertice, od una fibra: potrebbe avere qualunque forma, e questa ci è sconosciuta. Quando esso si muove rapidamente in una piccola orbita, esso è come una serie di onde stazionarie. Più grande è l'accelerazione, la curvatura, tanto più è accentuato il suo comportamento come onda. Tuttavia, vi deve essere una specie di teoria statica dell'elettrone. Esso non si muove sempre con velocità spaventose, come in un tubo a vuoto ove si trova sotto l'azione di un campo di migliaia di volta, esso è qualche volta quasi in riposo, e si muove allora solamente con la velocità della terra che è di 20 miglia al secondo, o presso a poco, cioè abbastanza piano.

La possibile struttura di un elettrone.

Vediamo ora come si può immaginare un metodo per localizzare una deformazione nell'etere che produca l'unità di materia, cioè quello che noi chiamiamo un elettrone, e prenderemo in esame anzitutto l'elettrone negativo che rappresenta il caso più semplice. Alcuni metodi sono stati suggeriti da Sir JOSEPH LARMOR e consistono nell'imprimere una scossa all'etere e quindi nel fissare tale deformazione con qualche mezzo piuttosto oscuro, in modo che esso rimanga in permanenza.

Un metodo più semplice mi si offre alla mente, e consiste nel produrre una minuta cavità nella struttura continua dell'etere. Per produrre tale cavità contro l'enorme pressione, deve occorrere una grande quantità di energia. Per produrre un vuoto nell'aria dobbiamo vincere la pressione dell'atmosfera, il lavoro fatto ad ogni istante è espresso da $p\,dv$ e l'energia totale richiesta per produrre una cavità di volume v sotto una pressione costante p è $p\,v$. Il lavoro così fatto deve perciò rappresentare almeno una parte dell'intera energia dell'elettrone così concepito, supponendo cioè che

un elettrone sia una cavità nell'etere. Ma essa non rappresenta la intera energia, perchè una gran tensione è prodotta nell'etere tutto intorno alla cavità, e l'etere stesso è percorso in ogni direzione da linee di forza che noi conosciamo come il suo campo elettrostatico (queste linee in un mezzo rotazionale sarebbero accompagnate da un vortice).

L'energia perciò è rappresentata non solo dal lavoro eseguito per la formazione della cavità, energia che viene ricuperata quando la cavità scompare, ma anche dalla formazione dell'inseparabile campo elettrostatico, e quest'ultima energia può anch'essere la più grande delle due.

Quando noi stimiamo l'energia, o la massa dell'elettrone, come fu fatto tanto tempo fa, troviamo che essa è interamente assorbita dal suo campo elettromagnetico, cioè da quello che avviene nell'ambiente in cui è immerso. Non può esservi alcuna sostanza nel suo interno. A mio modo di vedere, la densità dell'etere è molto grande, e se l'elettrone avesse dentro di se dell'etere stagnante, esso avrebbe una massa troppo grande, cioè almeno il doppio di quella che realmente ha. La mia opinione è che l'elettrone sia una cavità.

Ora devo mostrare la ragione per cui immagino che l'etere eserciti una grande pressione. La pressione dell'etere la considero come ρc^2; cioè $p \quad \rho c^2$. Talvolta essa è chiamata la pressione di POINCARÉ, perchè POINCARÉ affermò per primo che l'etere aveva una grande pressione. Voglio seguire ora quella strada. Se la pressione è ρc^2, dove ρ è la densità, il valore di p risulta 10^{33}. Questa è una enorme pressione, ma vediamo anche che l'etere deve avere proprietà molto energiche in ogni direzione, se ne consideriamo il comportamento. Esso trasmette la gravità e tutte le altre forze che noi gli applichiamo, senza sentire la minima tensione, e senza dare alcun disturbo, qualunque sia l'entità delle forze applicate. Esso ha una grande velocità di trasmissione d'onda: ognuno sa ciò. Insomma tutte le sue proprietà sono enormi.

Ora come può una cavità sostenersi sotto questa enorme pressione? Interamente in virtù delle sue cariche elettriche. La carica elettrica, quando noi elettrizziamo un corpo dà una tensione $2\pi\sigma^2$, che è la tensione che lo fa espandere. La carica « autorepellente »

su di un corpo ordinario, è sostenuta, è equilibrata dalla reazione del corpo solido che è nel suo interno, come una sfera di rame, o come l'aria in una bolla di sapone, benchè la bolla di sapone si dilati leggermente quando viene elettrizzata. Una bolla realmente vuota, deve essere caricata finchè la tensione interna, e la pressione esterna si fanno equilibrio. Per quale dimensione della bolla vi sarà equilibrio? Calcoliamo l'energia potenziale totale. Per avere equilibrio stabile, la energia potenziale deve essere un minimo. Consideriamo l'energia potenziale totale di una cavità sotto l'azione delle pressioni tutto intorno ad essa, ed una carica Q. Prima di tutto, per formare la cavità, dobbiamo spendere un lavoro. Precisamente per vuotare il volume v sotto la pressione p occorre un lavoro $p\,v$ cosicchè il lavoro totale è

$$\text{Energia} = p\,v + \frac{1}{2}\,Q\,P$$

Trattando quindi la cavità come una sfera di raggio r, scriveremo

$$E = \frac{4}{3}\,\pi r^3\,\mathrm{p} + \frac{Q^2}{2\,K\,r}$$

Questa è la medesima espressione scritta solamente in funzione del raggio. Vogliamo trovare quale è la relazione tra pressione e raggio che ci dia l'equilibrio. In altre parole, quale sarà la dimensione della sfera che sostiene tale pressione? Derivando questa espressione, ed eguagliando e ponendola eguale zero, per esprimere che l'energia potenziale deve essere minima, avremo:

$$\frac{d\,E}{d\,r} = 4\,\pi\,r^2\,p - \frac{Q^2}{2\,K\,r^2} = o$$

dalla quale ricaviamo che la condizione di equilibrio stabile cercata è

$$p\,r^4 = \frac{Q^2}{8\,\pi\,K}$$

Cioè, la pressione moltiplicata per la quarta potenza del raggio è proporzionale al quadrato della carica. Una cavità carica, sarà

schiacchiata finchè non ha raggiunta questa dimensione (notate che $\frac{d^2 E}{d r^2}$ è positiva).

Applicando ora ciò ad un elettrone, detta e la sua carica, cosicchè $e = 4{,}77 \cdot 10^{-10} \sqrt{K}$, abbiamo

$$p r^4 = \frac{e^2}{8 \pi K} = \frac{22 \times 10^{-20}}{8 \pi}, \text{ d'onde } r^4 = \frac{22 \times 10^{-20}}{8 \pi \cdot 10^{33}}$$

Da qui si ricava: $r = 10^{-13}$ approssimativamente. Cioè, quando assumiamo per la pressione il valore che è stato precedentemente calcolata per l'etere, troviamo che una bolla cava può sostenere quella pressione se la sua carica è quella di un elettrone, e se le sue dimensioni lineari sono dell'ordine di 10^{-13} cm. che è appunto la dimensione ormai stabilita per l'elettrone.

Inoltre, se si considera la pressione p che equilibria quella della carica Q su di una sfera cava di raggio r, vediamo che essa è semplicemente la tensione elettrica, come era presumibile

$$p = \frac{Q^2}{8 \pi K r^4} = \frac{2 \pi}{K} \sigma^2$$

perchè $\sigma = \frac{Q}{4 \pi r^2}$.

E se introduciamo questo valore nell'energia totale per una sfera cava caricata, ossia $p v + \frac{Q^2}{2 K r}$ essa diventa:

$$E = \frac{Q^2}{K} \left(\frac{1}{6 r} + \frac{1}{2 r} \right) = \frac{2}{3} \frac{Q^2}{K r} = \frac{2 \mu Q^2}{3 r} c^2$$

poichè $\mu K c^2 = 1$.

In base al principio moderno che vi è una relazione universale tra energia e massa, cioè che $m = \frac{E}{c^2}$ la suddetta espressione concorda coll'energia riconosciuta di qualsiasi carica elettrica, come fu per la prima volta calcolata nel 1881 da Sir. J. J. THOMSON, dalla considerazione del campo magnetico generato da moto lento.

Quindi almeno fin qui l'ipotesi dell'elettrone cavo, sembra dal punto di vista statico, abbastanza soddisfacente, e potremmo seguitara a studiarne la deformazione prodotta dal moto, proposta da FITZ GERALD e LORENTZ per cui esso diventerebbe uno sferoide schiacciato conservando probabilmente lo stesso volume, e il suo effetto come nucleo d'onda di HEAVISIDE, quando il moto diventa rapido. Qualcosa del genere fu posto in evidenza da POINCARÉ e LANGEVIN, ma non fu mai preso in considerazione perchè era ormai sorpassato dalla attuale meccanica delle onde. Io credo perfettamente alla meccanica ondulatoria, ma credo anche nella statica. Non bisogna ignorare l'una per seguire l'altra. Questa relazione non può essere accidentale. Stiamo scoprendo alcune delle proprietà dell'etere, ed alcune delle sue relazioni, tra cui la sua elevatissima pressione, e la sua enorme rigidità; che esso circola con la velocità c, grazie, secondo me, alla sua costituzione idrodinamica. Su ciò anzi ho ancora molto da dire ma non ora. Questo è quello che intendevo quando affermavo che stà effettivamente sorgendo una teoria dell'etere.

Speculazioni recondite.

Voi potete dire che non ho trattato le cose più recenti nè le più complicate. No, io ho scelto gli argomenti che mi sono sembrati più importanti, e ne ho trattato solamente due o tre. Per quanto si riferisce agli altri sviluppi, voglio solamente dirvi che la rivoluzione è tale, di tale forza, che alcuni di quelli che videro il suo inizio nel secolo diciannovesimo, possono appena seguire il suo sviluppo, le sue eccentricità. Non parliamo poi dei matematici ai quali il nostro campo sembra ancora troppo ristretto; essi si innalzarono nelle nuvole dei tensori e delle matrici con numero grande quanto si vuole di dimensioni di spazio, con operatori immaginari, e così via. Anche nel secolo XIX gli esploratori avevano i palloni, ma si trattava di palloni frenati e all'occorrenza si poteva avvolgere il cavo e ritirarlo a terra: ma oggi essi non hanno più alcun legame colla terra, e scompaiono alla nostra vista. Possiamo solamente seguire i loro progressi e comprendere dove

siano giunti quando occasionalmente lasciano cadere una bomba. Qui però non si tratta di bombe distruttive, benchè perturbino lo stato attuale, perchè quando esplodono si trova che esse contengono cose interessanti, più simili a semi, che ad esplosivi, e quelli di essi che prendono radici, fioriscono in modo eccezionale e coprono d'ombra i campi su cui sono sorti. Possiamo arrampicarsi sugli alberi quando hanno messo radici e sono cresciuti, ed otterremo allora una nuova vista della terra circostante, dominando così orizzonti sempre più estesi.

Durante il secolo ventesimo il lancio delle bombe è stato continuo: prima la teoria dei quanti, poi quella della relatività, ma queste sono già relativamente antiquate. Non sono estinte del tutto, ma sono già state accettate, coltivate ed hanno dato utilissimi frutti: hanno condotto, o stanno per condurre a concezioni gravitazionali od elettromagnetiche. Una volta si piantava semplicemente un seme nel terreno, e ci si limitava ad osservarne lo sviluppo. Così fu per la radioattività, così fu per l'elettrone, e per la teoria dello spettro di BOHR.

Le onde di SCHRÖDINGER d'altra parte, benchè in un certo senso si può dire che abbiano avuto origine dalla teoria dei quanti, sono ancora più rivoluzionarie e stanno diventando fertili. Tuttavia le ultime bombe, quelle di HEISENBERG e DIRAC, sono ancora sotto esame, e devono ancor dare prova della loro fertilità. Col tempo, è possibile che anche esse vengano piantate e che crescano in contatto con la terra madre. Fino ad allora però noi possiamo solamente ammirare la valentia degli esploratori e le acrobazie che essi compiono nell'aria.

Frattanto si può dire di certo che la meccanica ondulatoria è il principio di una branca delle teorie dell'etere, che deve essere studiata da ogni fisico cui interessa di conoscere le realtà fisiche.

L'ALTO PARLANTE

(Da un articolo del Dott. PH. LE CORBEILLER, Ingegnere Capo delle Poste e Telegrafi francesi)

(Estratto con autorizzazione dell'autore dagli "Annales des Postes Télégraphes et Téléphones,, ottobre 1927). - (Trad. del Cap. BANCALE)

1. - Si chiama comunemente « alto parlante » l'apparecchio che, inserito in un complesso ricevitore amplificatore, permette a parecchie persone di sentire la musica e le parole, diffuse dalla « radiofonia ». Apparecchi analoghi si sono applicati ai fonografi, al telefono ordinario, oppure servono a far sentire la voce di un oratore ad una folla numerosa, raccolta in grande spazio.

Le applicazioni di cui sopra sono divenute possibili in seguito al progresso realizzato nella costruzione di tali apparecchi. Essi si basano sulla utilizzazione sistematica della analogia che esiste tra i fenomeni elettrici, meccanici ed acustici. Per essere più chiari, gli alto parlanti utilizzano un metodo uniforme comparso in occasione dello studio delle macchine elettriche a corrente alternata, ma che è di una portata molto più generale e si applica quasi a tutti i sistemi in cui gli elementi oscillano ad una frequenza unica.

È stato possibile così di far avvantaggiare l'acustica, e soprattutto la meccanica, degli studi molto approfonditi che sono stati fatti in questi ultimi anni sulla telefonia a grande distanza e sulla radiotelegrafia; in conseguenza, gli alto parlanti hanno fatto, in breve tempo, progressi che la telefonia e la radiotelegrafia avevano impiegato delle decine di anni.

2. - Si consideri un punto di massa m, che si muove su di una retta x' o x soggetto ad una forza di richiamo $-sx$, ad una

forza di attrito $-r\,v$ ed ancora ad una forza agente esterna data $f(t)$. Il suo movimento è definito dalla equazione differenziale:

$$m\,\frac{d^2x}{dt^2} + r\,\frac{dx}{dt} + s\,x = f(t) \qquad (1)$$

Si consideri inoltre una induttanza pura, una resistenza ed una capacità in serie, sottoposte ad una forza elettromotrice data $e(t)$. Se i è la corrente e q la carica di una armatura del condensatore è noto che le predette grandezze sono legate alla equazione:

$$L\,\frac{di}{dt} + R\,i + \frac{q}{c} = e(t) \quad , \quad i = \frac{dq}{dt}$$

vale a dire

$$L\,\frac{d^2q}{dt^2} + R\,\frac{dq}{dt} + \frac{q}{c} = e(t) \qquad (2)$$

Essendo quest'ultima identica alla equazione (1), si può stabilire la corrispondenza seguente:

GRANDEZZE MECCANICHE		GRANDEZZE ELETTRICHE	
forza agente	f	tensione agente	e
velocità	v	corrente	i
elongazione	x	carica elettrica	q
massa	m	coefficiente di auto induzione	L
coefficiente di attrito	r	resistenza	r
coefficiente di tensione	s	valore inverso della capacità	$\frac{1}{C}$

Con la scorta dell'analogia rilevata innanzi, è agevole tradurre nel linguaggio della meccanica oscillatoria, i risultati conosciuti nella tecnica delle correnti oscillanti.

3. - La più interessante nozione da considerare nel passaggio dalla elettricità alla meccanica è quella dell'impedenza. Si sa che se la f. e. m. applicata è sinusoidale e di pulsazione ω (frequenza $\omega/2\pi$), le oscillazioni proprie del sistema L, R, C, si smorzano più

o meno rapidamente e il regime permanente forzato è definito dalla relazione fondamentale:

$$e = Z\,i \tag{3}$$

In questa relazione e ed i sono le quantità complesse $e_1 + j\,e_2$, $i_1 + j\,i_2$ ($j = \sqrt{-1}$), che rappresentano simbolicamente la tensione e la corrente alternata. Il quoziente di e per i rappresenta la impedenza elettrica Z del sistema L, R, C, la quale in espressione complessa, è data dalla relazione:

$$Z = R + j\left(L\,\omega - \frac{1}{C\,\omega}\right) \tag{4}$$

Analogamente il regime permanente forzato del sistema meccanico m, r, s, sarà definito dalla relazione

$$f = z\,v \tag{5}$$

essendo z l'impedenza meccanica del sistema m, r, s, espressa a sua volta dalla relazione

$$z = r + j\left(m\,\omega - \frac{s}{\omega}\right)$$

Le componenti dell'impedenza elettrica si misurano in ohm, oppure, nel sistema elettromagnetico C.G.S. in *abohm* $= 10^{-9}$ ohm. L'unità C.G.S. di attrito, avente le dimensioni gr/sec., non ha ricevuto alcun nome particolare. Il Prof. A. E. KENNELLY che ha avuto una grandissima parte nello sviluppo di queste considerazioni, propone di chiamare tale unità *abohm* meccanico; e analogamente *abvolt* meccanico, *abampèr* meccanico ecc. l'unità di forza, di velocità ecc.

4. - Una volta riconosciuta la suddetta analogia, un gran numero di problemi meccanici diventano di facile soluzione per l'elettrotecnico. Anzitutto, senza uscire dalla teoria semplice del circuito oscillante (L, R, C), si possono studiare le piccole oscillazioni dei sistemi meccanici ad un grado di libertà, quali ad esempio quelle di un corpo pesante oscillante intorno ad un asse, con attrito, oppure di un corpo sospeso ad un filo di torsione, con

attrito, definendo in ogni caso convenientemente i coefficienti $m, r, s,$. Si può analogamente, e ciò ci interessa in particolare, definire un sistema $m, r, s,$ rappresentante in prima approssimazione un diaframma metallico, incastrato, purchè vibri nel suo modo fondamentale, vale a dire che tutti i suoi punti siano in fase. In guisa che, se si suppone la sua forma conosciuta in ogni istante, come risultato di una teoria più approfondita, le considerazioni precedenti lo riducono ad avere un solo grado di libertà.

Si possono in conseguenza studiare sistemi meccanici aventi due gradi di libertà, oppure sistemi accoppiati, interamente analoghi ai *quadripoli* elettrici di cui il trasformatore con perdite è un esempio. Senza insistere su questi sviluppi puramente meccanici, si passerà senza altro alla applicazione del metodo per la parte elettro-meccanica dell'alto parlante.

5. - Questa parte che si chiamerà, per semplificare, il *motore*, riceve dai suoi serrafili la corrente, le cui variazioni corrispondono alla parola, o al canto da riprodurre e che si indicherà col nome di corrente *modulata*. Il motore trasforma l'energia elettrica così ricevuta in energia meccanica di un organo vibrante, vale a dire diaframma, palette ecc., il quale compie un certo lavoro comunicando la sua vibrazione all'atmosfera. Ciò costituisce il carico del motore.

Supposta la corrente modulata sinusoidale di pulsazione ω e che il motore sia tale, che l'organo vibrante venga animato egualmente di un movimento sinusoidale di pulsazione ω; questo soddisfa allora, qualunque sia la complicazione apparente degli organi, al sistema di due equazioni:

$$\begin{cases} Z\, i + A\, v = e \\ -A\, i + z\, v = f \end{cases} \qquad (7)$$

in cui e è la f. e. m. alternativa applicata, f è la forza meccanica alternativa opposta dall'atmosfera al diaframma in movimento: il suo lavoro resistente, è rappresentato dal carico del motore; i è la corrente di alimentazione; v la velocità del punto $(m, r, s,)$ rappresentante l'organo meccanico vibrante; queste quattro quantità complesse rappresentano simbolicamente delle variabili sinusoidali

di pulsazione ω. La Z è una impedenza elettrica e z una impedenza meccanica; questi coefficienti possono essere le impedenze (elettriche) degli avvolgimenti del motore, oppure (meccaniche) dell'organo vibrante e possono differire di un termine correttivo; infine A è una costante reale, di dimensioni $\sqrt{Z z}$, proporzionale alla eccitazione del motore (sia questa dovuta ad una corrente continua di eccitazione, oppure al flusso di una calamita permanente). Si vede che il sistema (7) somiglia alle equazioni del trasformatore elettrico, in quantochè racchiude due equazioni lineari a due variabili; ma qui, una delle due equazioni ha dimensioni differenti; il coefficiente di induzione mutua $jM\omega$ del trasformatore è sostituito dal coefficiente A, che è un vero coefficiente di accoppiamento tra la parte elettrica e la parte meccanica dell'apparecchio; di più questo coefficiente A è affetto nelle due equazioni di segni differenti.

Infatti il motore dell'alto parlante se ha qualche analogia con un trasformatore, rassomiglia essenzialmente ad un motore sincrono rotativo; dal sistema (7) si può dedurre un diagramma circolare, e fare lo studio del motore (allorchè la frequenza oppure l'eccitazioni variano) sia analiticamente sia mediante il diagramma, esattamente come un motore sincrono ordinario.

6. - Se passiamo dalla meccanica all'acustica, troviamo nuovamente un'analogia stretta con l'elettrotecnica alternativa. Il metodo classico per lo studio della propagazione delle onde in un fluido considera le variazioni p della pressione in ogni punto, in rapporto alla pressione media p_0, e dell'elongazione ξ di ogni molecola in rapporto alla sua posizione media; queste quantità soddisfano ad un sistema ai due equazioni in cui figurano derivate parziali. Ma se il fenomeno è alternativo e di pulsazione unica ω, la teoria si semplifica enormemente e si può rappresentare simbolicamente la pressione p e la velocità v della molecola, mediante costanti complesse legate dalla relazione

$$p = z_{ac}\, v \qquad (8)$$

Questa relazione è identica alla relazione (5). Se si considera una piccola superficie S perpendicolare alla direzione della pres-

sione, la forza alternativa che agisce su questa superficie è espressa dalla relazione:

$$f = S\,p = S\,z_{ac} \cdot z\,v$$

Siccome la direzione della pressione varia in ogni punto (perchè non si hanno più onde piane) è preferibile in acustica considerare la pressione e la velocità come variabili fondamentali; la *impedenza acustica* z_{ac}, è dunque una quantità dello stesso ordine di un'impedenza meccanica, ma riportata all'unità di superficie.

7. - Con questa nozione di *impedenza acustica* la teoria della propagazione delle onde nell'atmosfera diviene analoga a quella della propagazione dell'elettricità nei fili. L'analogia sotto questo punto di vista, tra il tubo cilindrico infinitamente lungo senza attrito nè viscosità, ed una linea omogenea infinita senza resistenza ne' perdite è stata sovente segnalata.

Se si indicano da una parte con ρ_o, p_o, K, la densità dell'aria, la pressione atmosferica ed il rapporto dei calori specifici C e c, dall'altra con L, C, le costanti della linea elettrica, i parametri fondamentali per i due problemi sono la velocità di propagazione

$$c = \sqrt{\frac{p_o\,K}{\rho_o}} \quad \text{oppure} \quad \frac{1}{\sqrt{L\,C}}$$

e l'impedenza caratteristica (qui semplice resistenza),

$$Z_o = \sqrt{\rho_o\,p_o\,K} \quad \text{oppure} \quad \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Per l'aria, si ha $c = 3{,}3 \times 10^4$ e $Z_o = 43$ in unità $C\,G\,S$.

Ma v'ha di più: Le condizioni agli estremi del tubo (tubo aperto collegato ad un ricevitore qualunque.....) sono assimilabili alle impedenze terminali di una linea elettrica di lunghezza finita, e le formule classiche di KENNELLY per la linea elettrica, risolvono immediatamente questi problemi acustici. Allorquando non si ha a che fare con onde piane, ma con onde sferiche ed anche in

prima approssimazione con onde che si propagano in un padiglione di rivoluzione di forma qualunque, si trova che la pressione è spostata di fase rispetto alla velocità e l'impedenza acustica diventa allora una quantità complessa. Il risultato principale, senza voler entrare nel dettaglio del calcolo, è che l'impedenza offerta dall'atmosfera alla propagazione dell'onda diretta, vale a dire, dal lato dove si allarga il padiglione (guardando nella concavità delle superficie d'onde), è a reattanza positiva, come per una bobina d'induzione, e l'impedenza offerta all'onda retrogada, cioè a dire l'impedenza verso la sommità del padiglione (guardando la convessità delle superficie d'onda) è a reattanza negativa come per una capacità. Inoltre l'una e l'altra impedenza tendono verso la resistenza pura caratteristica delle onde piane, a misura che la frequenza si eleva e ci si allontana dalla sommità del padiglione.

8. - Si hanno adesso le nozioni necessarie per studiare i diversi elementi di un alto parlante. Partiremo dal primo tipo che è stato realizzato e che consiste in un ricevitore telefonico, sormontato da una capsula la quale crea al disopra del diaframma una camera sottilissima, ed un padiglione di piccola sezione iniziale incastrato nella capsula ed allargandosi fino ad una grande sezione finale.

Se il ricevitore telefonico agisce direttamente sull'atmosfera, non si udrà a distanza che un debolissimo suono; eccone il motivo: le costanti $m, r, s,$ del mobile equivalente al diaframma incastrato sono dell'ordine di grandezza seguente in C. G. S.: $m = 1$; $r = 200$; $s = 3 \times 10^7$. Il diaframma ha dunque una frequenza di risonanza $\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{s}{m}}$ dell'ordine di 1000 per./sec. ed è relativamente poco smorzato, l'ordinata della curva di risonanza cade alla metà del suo valore massimo per delle frequenze (dette quadrantali) lontane di $\frac{1}{2\pi}\ \frac{r}{2m} = 16$ per./sec. in più o in meno della frequenza di risonanza. L'impedenza meccanica del diaframma è di 200 ohms (abohms meccanici) alla risonanza; alle frequenze quadrantali essa è di $200 \times \sqrt{2} = 380$ ohms, alle frequenze 100 e 10.000 essa è di 60.000 ohms e quasi interamente reattiva.

Inoltre l'impedenza meccanica offerta dall'aria al diaframma è uguale a $\pi R^2 z_{ac} = 20 z_{ac}$ (quando il raggio R del diaframma sia dell'ordine di 2,5 cm.).

Quando a z_{ac} per le frequenze sufficientemente alte, purchè il diaframma sia molto grande in rapporto alla lunghezza d'onda, corrisponde alla resistenza caratteristica $Z_c = 43$ abohms acustici; alle frequenze sufficientemente basse e dato che il diaframma sia sufficientemente piccolo in rapporto alla lunghezza d'onda, essa è pressochè una reattanza positiva dell'ordine di $Z_o \frac{R}{2L}$, $\left(\text{dove } L = \frac{\lambda}{2\pi} = \frac{c}{\omega}\right)$ cioè di circa 0,1 abohms acustici per la frequenza 100. Ne risulta che il diaframma è assimilabile ad un alternatore di grandissima reattanza interna (ad eccezione di un piccolo intervallo in vicinanza della risonanza) che alimenta un carico debolissimo.

È naturale che in queste condizioni la potenza raccolta è debole.

Questi calcoli non sono che grossolanamente approssimati.

L'impedenza all'entrata dell'alternatore facile a dedurre dal sistema (7), segue una legge più complicata dell'impedenza m, r, s, e la formula per l'impedenza dell'atmosfera alle basse frequenze risulta dalla assimilazione del diaframma ad una sfera oscillante. Ma pensiamo che essi rappresentano l'andamento generale del fenomeno.

Di fronte a queste difficoltà l'elettrotecnico, non poteva modificare nè l'alternatore nè il carico, inseriva tra i due, un trasformatore riduttore. Lo studioso di acustica fa lo stesso, giacchè quella è la funzione della camera di compressione; ma egli ha inoltre la facoltà di aumentare il carico, e quella è un'altra funzione del padiglione.

9. - La camera di compressione, innanzi tutto, posta tra il diaframma e la parte stretta del tubo del padiglione, si comporta come un trasformatore riduttore. In effetto delle piccole velocità del diaframma, comunicano delle grandi velocità alle porzioni di aria esistenti all'inizio del padiglione, in ragione della piccola sezione di queste, ed in corrispondenza la pressione alternativa sul diaframma

aumenta. Si ha dunque bene l'equivalenza di una corrente più grande e di una tensione più debole al secondario, anzichè al primario.

Si può precisare questo ragionamento con un calcolo approssimato e si trova che la camera di compressione equivale ad un trasformatore di rapporto $S'\ S''$ (S' è l'area di uno stantuffo equivalente al diaframma, S'' la sezione del padiglione all'inizio) di cui, l'avvolgimento col numero di spire elevato, sarà montato ai capi dell'alternatore è shuntato da una capacità corrispondente all'elasticità dell'aria della camera. Il secondario è chiuso sul carico che è l'impedenza meccanica che presenta la colonna d'aria nell'interno del padiglione vista all'inizio di esso.

Grazie a questo dispositivo, il carico ai capi del primario si trova aumentato e il rendimento migliorato, per una data frequenza, ma presenta un'altro vantaggio che si scorge facendo variare la frequenza; il diaframma è più caricato ed anche più smorzato, vale a dire, la risonanza è meno acuta e vi è meno distorsione.

10. - Esaminiamo ora la funzione del padiglione. Se questo fosse stato un lunghissimo tubo avente indefinitamente la sezione che aveva all'inizio della camera, ne sarebbe risultato, secondo quello che abbiamo visto una grande sproporzione, (salvo alle frequenze più elevate) tra l'impedenza acustica dell'atmosfera all'uscita del tubo (impedenza che tende verso una reattanza piccolissima, allorchè la frequenza diminuisce) e l'impedenza riguardante la parte interna del tubo (resistenza di 43 cgs).

Questa, che ci è famigliare del punto di vista elettrico, è espressa dai fisici dicendo che quando la lunghezza d'onda è piccolissima vi è riflessione di una parte dell'energia dell'onda al momento del passaggio nell'atmosfera. La condizione è ottima, (e noi lo sappiamo), quando le due impedenze verso sinistra e verso destra, sono coniugate ($R \pm j\ X$). È precisamente ciò che realizza pressappoco, la speciale forma del padiglione, giacchè, come abbiamo detto, l'impedenza vista verso l'interno è a reattanza negativa. Di più la sezione di uscita del padiglione essendo grande, l'impedenza meccanica dell'atmosfera, che costituisce in fin dei conti il carico, trovasi aumentata della stessa proporzione.

Il calcolo effettivo della proprietà acustiche del padiglione, si

fa senza difficoltà, nel caso del padiglione conico e del padiglione esponenziale. Il rapporto di due sezioni infinitamente vicine dev'essere costante, e ciò può sembrare a priori una conveniente condizione di uniformità.

Definiamo l'aumento del padiglione alla distanza l che separa due sezioni di rapporto $e = 2{,}7\ldots$. Si constata che, per un padiglione dato, l'energia emessa da una sezione determinata alimentata a velocità costante, decresce molto lentamente allorchè la frequenza decresce al disotto delle alte frequenze, fino a $\frac{c}{2\pi l}$ circa. Decresce poi rapidamente, per divenire e rimanere nulla alle frequenze inferiori a quella critica $f_0 = \frac{c}{4\pi l}$. Il padiglione esponenziale è un filtro acustico, in cui l'impedenza di entrata è una reattanza presa al disotto della frequenza di interdizione. Si vede che vi è interesse a scegliere l sufficientemente grande (vale a dire allargamento piuttosto lento della sezione del padiglione) affinchè la frequenza $2 f_0$ sia dell'ordine delle più basse frequenze a trasmettere; in queste condizioni il padiglione esponenziale sarà pressapoco senza distorsione, mentre che un padiglione conico della stessa sezione iniziale e finale, presenta per il medesimo intervallo grande distorsione. Avendo riconosciuto conveniente scegliere la prima sezione molto piccola e l'ultima grandissima, si vede che questa teoria conduce a dei padiglioni di grande larghezza. Si costruiscono in effetto, oggi degli alto parlanti diffusori di grandi dimensioni fatti in maniera tale, da poter essere contenuti nell'interno di un mobile. Quest'ultima disposizione evita anche gli inconvenienti delle forti curvature.

11. - È possibile ora collegare ai precedenti, gli altri tipi di alto parlanti osservando che le parti di cui si distinguono dai primi, sono state studiate per evitare l'uno e l'altro inconveniente. Il vantaggio così ottenuto può sembrare molto netto in teoria; il fatto che si possa praticamente raggiungere, dipende in grande misura della realizzazione materiale dell'organo progettato.

La costruzione può in elettrotecnica rispondere esattamente al calcolo e sembra che debba essere pressapoco lo stesso nella mecca-

nica oscillatoria, quando i metalli e gli istrumenti di misura delle grandezze fondamentali, (sulle quali, spiegazioni troppo scarse sono state pubblicate fino ad oggi), giungeranno anch'essi la condizione dei metodi e degli istrumenti di misura elettrici.

Ma in acustica la teoria tiene conto deliberatamente di un numero grandissimo di fenomeni, quali sono le vibrazioni delle pareti che limitano la colonna gassosa, l'attrito del gas contro queste pareti, la viscosità che diventa apprezzabile al passaggio attraverso stretti orifizi, i vortici che essi creano, le fessure e i fori piccolissimi che presentano le pareti (che noi consideriamo liscie) ecc.

È ben vero che questi fenomeni sono secondari negli apparecchi costruiti con grande accuratezza rispetto all'energia in gioco, ma appunto una parete troppo sottile, un orifizio troppo strozzato, un coperchio male applicato, possono fare assumere a quei difetti un'importanza che annulla i vantaggi di un dispositivo ben concepito.

12. - L'attacco di un diaframma metallico, incastrato come quelli degli ordinari ricevitori telefonici, produce delle distorsioni per due motivi: Il flusso magnetico delle bobine, si compone di un flusso costante F_0 dovuto alla calamita permanente e di un flusso alternativo F dovuto alle corrente di alimentazione; l'attrazione sul diaframma è proporzionale ad $(F_0 + F)^2$. Il termine costante F_0^2 dà luogo ad un'attrazione del diaframma anche in assenza di corrente e quindi i due semiperiodi di un'oscillazione del diaframma non sono simmetrici. Nascono pertanto delle frequenze indesiderabili (suoni differenziali ed addizionali di Helmholtz). Il termine $2 F F_0$ è proporzionale alla corrente di alimentazione, ed è proprio questo che produce l'effetto cercato. Infine il termine F^2 introduce qualche armonica non sempre trascurabile. Si sopprimono questi due effetti nocivi adottando uno qualunque dei tipi di diaframma oppure una leva oscillante equilibrata, nei quali un doppio circuito magnetico è creato da quattro bobine avvolte in senso conveniente; l'attrazione sulla membrana proviene allora dalla differenza dei due termini $(F_0 + F)^2 - (F_0 - F)^2$.

13. - Il diaframma metallico incastrato presenta un inconveniente, vale a dire che la sua frequenza di risonanza si trova nella

regione delle frequenze più importanti. Però questo inconveniente è molto attenuato per l'impiego della camera di compressione, come mostra la curva di risonanza; ma sarà evidentemente preferibile ancora che la frequenza di risonanza si trovi francamente fuori della frequenza da trasmettere.

Una soluzione teoricamente perfetta è ottenuta sostituendo il diaframma incastrato con un pistone rigido, sul quale non agiscono nè forza di attrito, nè forza di richiamo e che sia solamente sottoposto ad una forza applicata, proporzionale alla corrente di modulazione.

La frequenza propria di un tale pistone, $\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{s}{m}}$, è nulla allorchè s è nullo. Questa idea conduce ad impiegare al posto del tipo di motore, detto elettromagnetico, a circuito di alimentazione fisso ed interferro variabile, il tipo elettrodinamico, dove una bobina, percorsa dalla corrente modulata, oscilla in un campo radiale costante (questi due tipi di motori obbediscono alle equazioni (7).

La principale difficoltà consiste nell'assicurare la rigidità del pistone in maniera che oscilli come un solo pezzo. La si risolve dandogli delle piccole dimensioni ed avvolgendo il filo conduttore a spirale su di una foglia di materiale isolante leggera, in maniera da interessare tutta la superfice. L'organo oscillante così costituito, in forma di un cuneo oppure di un anello, interessa poi l'atmosfera mediante una camera di compressione ed un padiglione.

14 - Ma al padiglione si fanno delle obiezioni di principio. Le prime concernenti le vibrazioni della materia del padiglione, che possono far risonare delle frequenze elevate; le altre concernenti la colonna d'aria medesima. Questa si comporta come una linea elettrica, avente una impedenza terminale ed un tale insieme ha una infinità di frequenza di risonanza e di antirisonanza, che fanno si che la caratteristica dell'altoparlante presenta una serie di zig-zag intorno ad una linea media che è sommariamente la curva di risonanza del diaframma caricato.

Per diminuire l'ampiezza di questi zig-zag bisogna impiegare una lunga linea elettrica, cioè a dire ancora un padiglione di grande lunghezza. Facendo a meno del padiglione, si ottiene un apparec-

chio più compatto e si può allora pensare a delle caratteristiche più regolari. Si è condotti allora a dare delle grandi proporzioni al diaframma che deve interessare direttamente l'atmosfera, in maniera di aumentare l'impedenza meccanica di esso offerta, cioè a dire il carico dell'apparecchio.

La massa di un diaframma metallico diviene allora molto grande; si è pertanto cercato di costruire di materia leggera (cartone, pressphan ecc.), dei diaframmi sufficentemente grandi e sufficentemente rigidi. Ma così e impossibile imprimergli un movimento di traslazione senza appoggiarlo nel suo contorno; per non ricadere quindi negli inconvenienti dei diaframmi metallici, si applicano dei nastri molto flessibili. Si ha però sempre così un certo s ed una frequenza di risonanza, che può essere mantenuta al disotto dei 100 per./sec.

15. - Il tipo di altoparlante al quale così si perviene (motore elettrodinamico e grande diaframma leggero) è talvolta chiamato diffusore. Esso non presenta più, come il tipo che abbiamo descritto in precedenza, una frequenza di risonanza principale situata al centro delle bande di trasmissione, ma non meno di quest'ultimo però e per altre cause, tale frequenza è limitata a volte, verso le alte e verso le basse frequenze.

In vicinanza delle alte frequenze, la limitazione proviene dalla mancanza di rigidità del diaframma. La scossa del diaframma nel suo centro (oppure sulla sommità, o sulle nervature, secondo la forma scelta) dà luogo alla materia di questo, a delle vibrazioni trasversali che si propagano con una velocità grande in rapporto a quelle del suono nell'aria; queste onde raggiungono la periferia, vi si riflettono e ritornano al centro al principio di un tempo determinato.

Alle frequenze basse e medie, questo tempo è piccolo in rapporto al periodo del suono; ma quando diviene paragonabile ad un semi periodo, l'onda retrograda ritrova nel suo cammino le onde dirette di fase molto differente dalla sua, e vi si formano quindi onde stazionarie; in altre parole, il diaframma cessa di comportarsi come un pistone rigido e vibra per conto suo, dando per risultato la diminuzione di radiazione, poichè i suoi punti non sono più in fase, ed introducono una doppia serie di frequenze caratteristiche (di riso-

nanza e di anti-risonanza). Ci si sforza dunque a dare al diffusore, costruito di materia leggera, una forma che assicuri una rigidità più grande che sia possibile: Ventaglio circolare pieghettato, conico ecc. La difficoltà di ottenere questi risultati cresce naturalmente colle dimensioni dell'apparecchio.

16. - Dal lato delle basse frequenze la limitazione proviene dalle interferenze delle onde emesse dalle due facce del diffusore. L'irradiazione di un emittore dipende essenzialmente dal numero delle sue linee nodali, che si chiama il suo « ordine ». L'emittore di ordine zero, il cui tipo è la « sfera pulsante » (centro fisso, raggio che varia sinusoidalmente intorno ad un valore medio R) ha una radiazione simmetrica in tutte le direzioni; il padiglione è un emittore che si può assimilare ad una porzione di sfera pulsante di raggio ed angolo solido determinati. L'emittore di ordine uno, il cui tipo è la « sfera oscillante » (raggio costante R, centro oscillante da una parte e dall'altra di un punto fisso) ha una radiazione massima nell'asse di oscillazione di questo centro, minima nel piano perpendicolare; questa pulsazione del campo è funzione del rapporto $\frac{R}{L}$ dove $L = \frac{\lambda}{2\pi}$ è la « lunghezza in fase » (Phasenlaenge degli autori tedeschi) (da non confondere con le nozioni elettriche usuali R, L). Se $\frac{R}{L}$ è molto grande, la radiazione è la stessa di quella di un emittore di ordine zero; se $\frac{R}{L}$ è piccolissima, la radiazione nel piano equatoriale è anche piccolissima; al limite è nulla come quella di un « doublet ». Questi risultati di calcolo si interpetrano con delle considerazioni simili a quelle del paragrafo precedente. Le porzioni di sfera oscillante che forniscono la maggior parte dell'energia radiata, sono quelle presso i poli e che invadono normalmente l'atmosfera; le porzioni vicine all'equatore non ne forniscono affatto. Le onde emesse ai due poli sono in opposizione di fase; se R è piccolo il tempo che esse impiegano a congiungersi sul piano equatoriale è piccolo di fronte al loro periodo e quindi si distruggono in ogni punto del piano equatoriale. Se è grande, un piccolissimo spostamento del

punto di osservazione corrisponde ad una grande variazione di fase e non si ha che una diminuzione della metà dell'energia in vicinanza immediata dell'emittore, che sparisce anche alle grandi distanze. D'altra parte se si considera il rapporto dell'energia attiva durante un periodo, all'energia reattiva ε', questo è uguale per l'emittore di ordine zero a $\frac{R}{L}$, per l'emittore di ordine uno a $\frac{\left(\frac{R}{L}\right)^3}{2+\left(\frac{R}{L}\right)^2}$. In conseguenza, per un determinato emittore d'ordine uno, le frequenze basse sono trasmesse con molto meno energia e seguendo un campo più polarizzato delle frequenze elevate (cioè a dire che l'intensità del suono è più forte per un ascoltatore posto in faccia all'apparecchio che sul fianco.

Vi è dunque nuovamente interesse, avere questa volta per la trasmissione di basse frequenze un diffusore più grande che sia possibile; ma siccome è difficile di conferirgli la dovuta rigidità ci si perde dal lato delle alte frequenze. Si può tuttavia migliorare la trasmissione delle basse frequenze per un diaframma dato, circondandolo con un grande anello di guardia fisso; si aumenta così la lunghezza del cammino che separa i poli.

17. - Alle cause di distorsione che vediamo e che sono di ordine meccanico, bisogna ancora aggiungere quelle più familiari che provengono da motore elettrico. Questo in generale è alimentato da potenziale costante dall'ultima lampada di un amplificatore e quindi i suoi avvolgimenti sono percorsi da una corrente che varia fortemente con la frequenza.

In seguito a queste diverse irregolarità, l'energia emessa da un alto parlante è attraversante una superficie data, invece di essere costante in funzione della frequenza, se l'energia elettrica alla entrata è la stessa, è rappresentata da una curva che mette in evidenza, sia la banda delle frequenze trasmesse (in una maniera accettabile), sia le risonanze ed antirisonanze (massimi e minimi) nell'interno di questa banda. Sarà necessario dunque dover rilevare questa curva per un dato alto parlante.

I metodi proposti fin qui sono in numero di tre. Si possono misurare le ampiezze per mezzo di un « termofono » e di un condensatore microfonico; le pressioni mediante un « compensatore » (che equilibri la pressione acustica della membrana del condensatore microfonico, durante le attrazioni dirette in senso inverso); la velocità mediante un « disco di Rayleigh » (piccolo disco sospeso ad un filo di torsione, che posto in un ventre di velocità, tende a disporsi parallelamente al fronte dell'onda). Questi apparecchi sono delicati a mettersi in opera e la loro verifica sopratutto, presenta delle difficoltà. Le curve ottenute con questi differenti metodi a partire da uno stesso alto parlante presentano quasi la stessa andatura, e ciò è già un risultato interessante.

Il miglioramento di uno o dell'altro di questi metodi dal punto di vista della precisione assoluta e della semplicità della messa in opera, potrebbe oggi intanto contribuire ad un più efficace progresso della costruzione degli alto parlanti.

18. - Per difetto di apparecchi di misura, la critica di un alto parlante, non può farsi che giudicandone la qualità della riproduzione di un pezzo di musica conosciuta, e questo metodo, pur permettendo di rilevarne i difetti più salienti, si presta a delle obbiezioni singolari curiose. Da una parte la sensibilità dell'orecchio è debole per le basse frequenze; se dunque un alto parlante *A* trasmette le basse frequenze meglio un un'altro *B*, relativamente alle frequenze medie, l'orecchio non apprezzerà questa superiorità se l'intensità dei suoni emessi è debolissima. D'altra parte un apparecchio trasmettendo male le frequenze elevate, potrà attenuare anche il cattivo effetto delle risonanze superiori di certi organi.

Se si ascolta una stazione lontana con molti parassiti, la ricezione sarà più chiara, se la banda trasmessa non comprende che le sole frequenze volute. Questa condizione attenuerà anche l'inconveniente di un amplificatore sovraccarico. Infine si è osservato che se l'orecchio sente la serie delle armoniche di un suono, egli ricostituisce il suono fondamentale; senza questa proprietà, l'assenza delle basse frequenze negli alto parlanti più mediocri sarebbe assolutamente intollerabile.

Tutte queste osservazioni concorrono a mostrare la necessità

di un rilevamento obbiettivo almeno di una caratteristica. Quindi lo scopo finale della tecnica degli alto parlanti deve essere quello di poter raggiungere a riprodurre tutte le frequenze con le loro intensità relative corrette, e con l'intensità assoluta sufficiente per un'uditorio di una sala da concerto.

Queste due condizioni sono difficili a realizzarsi simultaneamente, ma i migliori apparecchi che attualmente si costruiscono non sono molto lontani a raggiungerle e potranno senza dubbio quanto prima dare l'illusione assoluta della realtà.

RECENSIONI E NOTE BIBLIOGRAFICHE.

La casa Editrice U. Hoepli di Milano, ha pubblicato il libro "Fisica Moderna„ dell'Ing. GAETANO CASTELFRANCHI.

Il titolo del libro è seguito dal seguente sottotitolo: "Visione sintetica, pianamente esposta, della fisica d'oggi e dei lavori teorici e sperimentali dei maggiori fisici contemporanei„. L'autore ha raggiunto il suo scopo. Non è semplice volgarizzare certi concetti di fisica particolarmente quando essi vestono forma di alta matematica. L'Ingegnere CASTELFRANCHI, pur servendosi dell'ausilio del calcolo, ha tratto con chiarezza e semplicità argomenti che toccano le regioni più alte della fisica moderna, vale a dire la fisica atomica e particolarmente la meccanica ondulatoria e la meccanica quantistica.

Il libro merita tutta l'attenzione di coloro che intendono iniziarsi allo studio della fisica attuale.

G.

ERRATA-CORRIGE del Boll. N. 6 (1928)
DELLE
Norme della A. E. I. nell'impiego dei simboli e delle notazioni
(Tassative per le Amministrazioni Statali)

Pag. 392 N. 1 della tabella, invece di *Ampère* leggi *Ampere*
» 2 » » » *Volta* » *Volt*
» 11 » » » *Volt Ampere* » *Volt-Ampere*
» 12 » » » *Ampère-ora* » *Ampere-ora*
a piè di pagina, ultima riga, invece di 110 *Volta* leggi 110 *Volt*
» » » » **10** *Ampère* » 10 *Ampere*

Direttore responsabile: Prof. G. VANNI.

Anno 8° - N. 2. Marzo-Aprile 1929-A. VII.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO

DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

SOMMARIO:

Cap. DONATO GILIBERTI. - La radiogoniometria.

» » » Misura della capacità interelettrodica dei tubi a vuoto.

ABBONAMENTO.

ANNUO (6 numeri). . . . L. 12
UN NUMERO SEPARATO . . L. 3

Inviare l'importo a mezzo vaglia alla DIREZIONE DELL' ISTITUTO R. T. ED E. DEL GENIO MILITARE, Viale Mazzini 8. ROMA (149)

Roma, Tipo-Lit. Off. R.T. ed E. del Genio Mil.

Anno 2° - N. 8. Marzo - Aprile 1929 - Anno VII.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino Radiotelegrafico del R. Esercito

Diretto dal Prof. G. VANNI

LA RADIOGONIOMETRIA [1]

SOMMARIO. — Introduzione e cronistoria breve. - Generalità e scopi della radiogoniometria. - Cognizioni sulla propagazione delle onde. - Principî generali dei radiogoniometri a quadro mobile. - Radiogoniometri ad aerei fissi. - Radiogoniometri per impianti terrestri, navi, aeromobili ed autoveicoli. - Errori e compensazioni. - Emissioni direttive, radio-fari e problemi generali di rilevamento. - Conclusioni.

1. - Introduzione e breve cronistoria.

Per quanto la radiogoniometria sia entrata relativamente tardi nella pratica corrente, i principî su cui si basa sono molto antichi. Farò pertanto un breve cenno delle varie tappe compiute dalla radiogoniometria dal suo inizio sino ad oggi.

Il Prof. BLONDEL nel 1902 fu il primo a costituire, con una induttanza ed un condensatore d'accordo, un'aereo direttivo semplice atto ad individuare, mediante un'apposito ricevitore, la direzione delle onde elettromagnetiche in arrivo.

---

(1) Il presente articolo ha formato l'oggetto di una Conferenza tenuta il giorno 15 Giugno 1928-VI al Gruppo Radiocultori della Sezione di Roma della « Associazione Elettrotecnica Italiana », dietro invito dell'Illustre presidente Comm. Prof. PESSION Direttore Generale delle PP. TT. (vedi l' « Elettrotecica » del 5 Settembre 1928-VI).

Nonostante le tenui portate realizzate allora, a causa della poca efficienza dei ricevitori - quasi tutti a coherer ed a cristallo, - le esperienze furono continuate dallo stesso BLONDEL e dal Comandante FERRIÉ fino al 1907.

In tale epoca, gli italiani BELLINI e TOSI - e qui prescindo dalla priorità dell'invenzione - idearono il sistema a quadri fissi rettangolari, col quale effettuarono numerosi esperimenti di ricezione; e mostrarono, sin d'allora gli innumerevoli vantaggi che la marina poteva trarre dalla radiogoniometria.

Nel 1916 BLONDEL studiò dei nuovi sistemi ad aerei direttivi che furono esperimentati dal servizio fari della marina francese.

In essi, BLONDEL introdusse i primi metodi necessari ad eliminare l'indecisione del senso.

Verso la fine del 1916 l'impiego dell'amplificatore a valvole termojoniche nei ricevitori radiogoniometrici, rese possibile l'utilizzazione di piccoli quadri mobili.

Il Prof. D'ARMAGNAT studiò a fondo il problema ed estese l'uso dei radiogoniometri nei servizi dell'Esercito, della Marina e dell'Aero-navigazione.

La proprietà direttiva dei telai fu da BELLESCIZE sfruttata nell'impianto radiotelegrafico di Nantes.

Egli, orientando opportunamente il telaio ricevente, realizzò un collegamento in duplex fra l'America e la Francia, consentendo eltresì la ricezione dei segnali durante la trasmissione con stazioni della potenza di circa 200 kW.

Successivamente la radiogoniometria fu studiata da tutti i tecnici specializzati dei vari paesi del mondo e fu applicata in vasta scala durante la guerra mondiale.

Oggi, essa rappresenta un prezioso ausilio alla navigazione aerea, la quale tenta di abbreviare le distanze fra i vari continenti e di unire in un unico palpito di vita i vari popoli del mondo.

Essere costantemente seguiti durante la rotta dai vigili occhi della radiogoniometria, significa vivere sempre in comunione con i propri fratelli ed i propri commilitoni e non sentirsi mai soli, così nei rischi delle ardite imprese, come nei cimenti delle aspre battaglie.

2. - Generalità e scopi della radiogoniometria.

Lo sviluppo della radiogoniometria risiede particolarmente nella crescente perfezione dei ricevitori a valvola, inquantochè essi rendono possibile la rivelazione e quindi l'ubicazione di stazioni trasmittenti di potenza relativamente esigua, dislocate anche a distanze grandissime, oltre che la scoperta di perturbazioni elettromagnetiche nei vari strati dell'atmosfera.

Accennerò brevemente agli importanti scopi a cui la radiogoniometria può servire.

1° - **Nel campo scientifico** serve:

alla determinazione delle perturbazioni atmosferiche quali fulmini, bufere, ecc.; apportando così un sensibile ausilio allo studio della meteorologia;

allo studio dell'assorbimento energetico degli alberi, delle case e degli altri ostacoli natutali ed artifficiali che turbano la propagazione delle onde.

BUREAU ha già ottenuto dei risultati assai importanti che incoraggiano a proseguire nello studio dell'atmosfera e BARFIELD ha già fatto numerose esperienze sugli assorbimenti.

Se si considera che in questo campo i radiogoniometri rappresentano dei preziosi strumenti di misura, si scorge subito che la radiogoniometria potrà forse fra breve, rappresentare un valido mezzo per la previsione del tempo, con grande vantaggio di tutta l'economia mondiale.

2° - **Nel campo pratico** la radiogoniometria serve essenzialmente:

A) - all'orientamento (anche in condizioni difficili di visibilità) di navi, dirigibili ed aeroplani;

B) - all'ubicazione di stazioni trasmittenti: terrestri, navali ed aeree.

A)

L'orientamento radiogoniometrico può effettuarsi in due modi distinti:

a) - a mezzo di *stazioni faro* dislocate in punti ben conosciuti della superficie terrestre, le quali lancino con continuità su di una determinata lunghezza d'onda i loro segnali nello spazio, dando modo così alle stazioni radiogoniometriche di bordo di effettuare la determinazione del loro punto geografico;

b) - a mezzo di centri radiogoniometrici muniti di radiogoniometri sensibili e di stazioni riceventi in collegamento fra loro.

Le stazioni di bordo lanciano, di tempo in tempo, i segnali alle stazioni radiogoniometriche terrestri, alternando la trasmissione con la ricezione.

Negli intervalli di ricezione ascoltano su di una prestabilita lunghezza d'onda i dati relativi alla loro posizione geografica.

B)

La ricerca di una stazione trasmittente qualsiasi è problema civile e militare e và risoluto a mezzo di stazioni radiogoniometriche di pronto e facile funzionamento e di centri di raccolta dei rilevamenti per l'esecuzione dei calcoli necessari.

*
* *

Il servizio r. g. militare è ordinariamente diviso in due grandi branche: una destinata alla determinazione geografica di stazioni nemiche ed una destinata al servizio di controllo e collegamento delle stazioni amiche. A quest'ultima branca appartiene il servizio di segnalazioni d'Artiglieria destinato alla ricerca di obbiettivi nascosti e lontani.

3. - Cognizioni sulla propagazione delle onde.

Lo studio della propagazione delle onde elettromagnetiche è assai importante per la conoscenza delle naturali deviazioni delle onde stesse.

Farò un breve cenno sulle misure fatte da eminenti fisici per la migliore intelligenza dei metodi escogitati nella ricerca ed eliminazione degli errori di rilevamento.

Quando si parla di propagazione di onde e. m. è bene distinguere due forme di propagazione:

1° - La propagazione in intensità;

2° - La propagazione in direzione.

1°

Nella propagazione in intensità, interessa esaminare la diffrazione delle onde e. m. alla superficie della terra; l'altezza e lo spessore dello strato conduttore dell'alta atmosfera che va sotto il nome di strato di HEAVISIDE. (Il Prof. CORBINO propose nell'ultimo congresso dell'A. E. I. in Como, di chiamare l'alto strato conduttore dell'atmosfera: HEAVISIDE-MARCONI avendo MARCONI per il primo ammessa la presenza di tale strato durante i suoi primi esperimenti sulle onde corte); la rifrazione atmosferica; l'irregolarità del campo elettromagnetico; le variazioni del campo stesso col variare delle stagioni e coll'alternarsi del giorno e della notte; il fenomeno dell'evanescenza; le influenze meteorologiche, l'attività solare ecc.

Dopo tutta la serie di irregolarità ed anomolie citate, per lo studio delle quali, si profusero MACDONALD, LORD RAYLEIGH, POINCARÉ, NICHOLSON, WATSON, VAN DER POL, SWANTE ARRHÈNIUS, KIEBITZ, KENNELY, FLEMING, AUSTIN, PIKARD, LARDRY, VALLAURI e gli altri eminenti tecnici del Bureau of Standards di Washington, le formule caratterizzanti il campo elettromagnetico a distanza, non possono essere rigorose.

La formula più usata è quella dell'AUSTIN:

$$\varepsilon_{\mu v/m} = \frac{120\,\pi\,h\,I}{\lambda\,D}\; e^{-\,0{,}0015\,\frac{D}{\lambda}}$$

in cui h rappresenta l'altezza efficace in m. dell'aereo;

I l'intensità in Ampère alla base dell'aereo;

λ e D la lunghezza d'onda e la distanza espresse in km.

Il fattore esponenziale è stato determinato empiricamente da AUSTIN in seguito a numerose misure.

Le ultime esperienze eseguite dimostrano che a distanza di 5000 ÷ 6000 km., il valore del campo dedotto applicando la suddetta formula è tre volte più debole di quello effettivo. Per

distanze maggiori la formula dà valori assai più piccoli rispetto al campo reale creato dalla stazione trasmittente.

Il Prof. PESSION nell'ultima Riunione dell'A. E. I. ha fatto una serie, interessantissima di considerazioni sulla propagazione delle onde elettromagnetiche, ed ha esposto le formule più adatte alla misura del campo elettromagnetico a distanza in rapporto alla lunghezza d'onda ed alla distanza stessa. Gli interessati potranno attingere a tale preziosa fonte i dati necessari (1).

*
* *

Molto importante è lo studio fatto dal Bureau of Standars di Washington sul fenomeno dell'evanescenza, che si rende sensibilmente manifesto sulle onde comprese fra 200 e 500 m. circa.

L'esame dei risultati conseguiti dal suddetto istituto, mostra che il fenomeno dell'evanescenza ha carattere del tutto locale e che le condizioni atmosferiche hanno una particolare influenza sul fenomeno stesso.

Rispetto alla lunghezza d'onda, si può affermare che l'evanescenza è più frequente per le onde relativamente corte e che la forza dei segnali è più intensa quando la lunghezza d'onda è anche più corta.

Rispetto alla pressione barometrica, l'evanescenza è più frequente quando la trasmissione si effettua nel senso del gradiente barometrico, e la forza dei segnali è più intensa quando la trasmissione si effettua secondo le linee isobare.

Rispetto alla temperatura si può asserire che l'evanescenza è più frequente quando la trasmissione si effettua nel senso del gradiente della temperatura; e la forza dei segnali è più intensa quando la trasmissione dei segnali si effettua secondo le linee isotermiche.

*
* *

L'attività solare, accrescendo notevolmente il borbardamento corpuscolare dell'atmosfera terrestre, ha un'influenza sensibile sulla

(1) Vedi l'« Elettrotecnica » del 5 Ottobre 1927-v.

propagazioue dell'onde elettromagnetiche. Tale influenza, dai lavori di PICKARD, risulta assai evidente.

Si rileva pertanto che con l'accrescere dell'attività solare l'intensità di ricezione delle onde corte aumenta, mentre quella delle onde medie e lunghe, decresce.

Le osservazioni fatte da ECKERSLEY fanno ritenere che l'attività solare, durante il giorno, accresca l'assorbimento delle onde corte e diminuisca quello delle onde lunghe.

Le altre questioni non svolte, gli interessati potranno esaminarle nelle memorie originali dei tecnici suddetti.

2°

Nella propagazione in direzione occorre studiare: la distribuzione del campo prodotto da un aereo; l'influenza del suolo sulla direzione del campo durante la propagazione; la riflessione delle onde sul suolo; le deviazioni prodotte dagli ostacoli locali o dal terreno sorvolato dalle onde; la particolare influenza delle colline; la rifrazione lungo le coste; le deviazioni notturne; le deviazioni alle grandi altitudini; l'influenza dello stato atmosferico.

Considerando il solito dipolo di altezza $2\,l$ situato su di un piano infinitamente conduttore, è noto che: ad una distanza di circa due o tre lunghezze d'onda dal suddetto aereo il campo elettrico ed il campo magnetico risultano tangenti ad una sfera avente il suo centro alla base dell'aereo (fig. 1).

Considerando come linea polare della suddetta sfera l'asse del dipolo risulta quanto segue:

Il campo magnetico è tangente ai paralleli, il campo elettrico è tangente ai meridiani, tanto il campo elettrico quanto il campo magnetico variano come il seno della colatitudine e sono nulli ai poli (1).

Posto: $$\alpha = \left(\omega\, t - \frac{2\,\pi\, r}{\lambda}\right)$$

(1) Il dipolo fu studiato dal Prof. VANNI nel 1913. La memoria fu presentata all'Accademia Pontaniana di Napoli.

risultano:

$$\begin{cases} E_r = -\dfrac{2\,l\,\lambda\,I\,u}{\pi}\sqrt{\dfrac{\mu}{\varepsilon}}\,\dfrac{\cos 0}{r^3}\left(\cos\alpha - \dfrac{2\pi r}{\lambda}\operatorname{sen}\alpha\right) \\ E_n = -\dfrac{l\,\lambda\,I\,u}{\pi}\sqrt{\dfrac{\mu}{\varepsilon}}\,\dfrac{\operatorname{sen} 0}{r^3}\left(\cos\alpha - \dfrac{2\pi r}{\lambda}\operatorname{sen}\alpha - \dfrac{4\pi^2 r^2}{\lambda^2}\cos\alpha\right) \\ H_t = -2\,l\,I\,\dfrac{\operatorname{sen} 0}{r^2}\left(\operatorname{sen}\alpha + \dfrac{2\pi r}{\lambda}\cos\alpha\right), \end{cases}$$

in cui E_r è la componente del campo elettrico secondo il raggio vettore, E_n la componente normale a detto raggio situata nel piano meridiano, H_t è il campo magnetico perpendicolare al piano meridiano nel punto considerato.

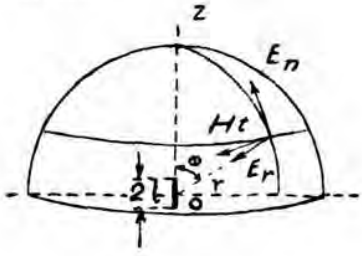


FIGURA 1.

La corrente istantanea nell'aereo elementare è:

$$i = I \operatorname{sen} \omega\, t,$$

u è la velocità della luce, μ ed ε sono le costanti magnetica ed elettrica del mezzo, 0 è l'angolo che la verticale fa col raggio vettore nel punto considerato, r è la distanza di detto punto dall'origine.

Gli assi delle coordinate sono ortogonali e le unità impiegate sono le unità elettromagnetiche.

A grande distanza restano solamente gli ultimi termini delle espressioni del campo elettrico E_n e del campo magnetico H_t.

a) - Da ciò emerge che quando la propagazione avviene in condizioni normali e cioè: sopra un'ottima terra, è molto vicina al suolo, il campo magnetico è sempre orizzontale e perpendicolare alla direzione della propagazione ed il campo elettrico è sempre

verticale. Il campo elettrico è in fase col campo magnetico ed uguale al prodotto del campo magnetico per la velocità della luce (in U. E. M.).

Consideriamo ora (fig. 2) un aereo ad L rovesciato $A\,O\,B$ situato nel piano $y\,z$. Cerchiamo di determinare il suo campo magnetico in un punto M del piano $x\,z$.

Il campo magnetico dovuto al tratto verticale $O\,A$ dà luogo ad una componente H_y, i campi dovuti al tratto orizzontale $A\,B$ danno luogo alle componenti H_z ed H_x; ma queste ultime componenti scompaiono quando M si trova a livello di $A\,B$ e cioè praticamente si trova situato al suolo.

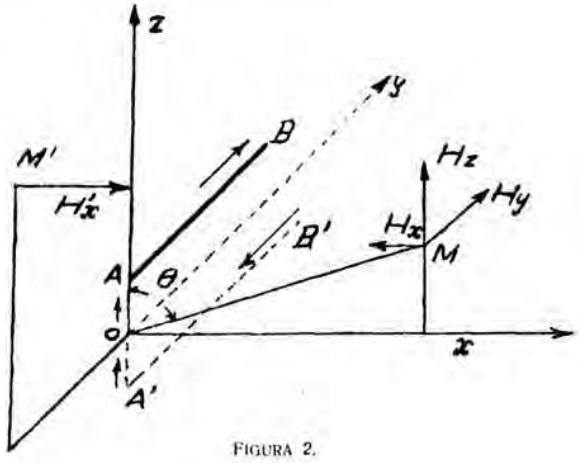


FIGURA 2.

Quando l'aereo è disposto su di una terra infinitamente conduttrice bisogna tener conto dell'effetto dovuto all'immagine $OA'B'$ dell'aereo.

Risulta perciò la componente H_y sensibilmente raddoppiata mentre le componenti H_z e H_x risultano nulle, ma assumono valori diversi da zero quando l'angolo 0 differisce da 90°. I loro valori si calcolano facilmente tenendo conto della differente distanza del punto M da $A\,B$ e $A'\,B'$. Essendo h l'altezza $O\,A$ dell'aereo tale differenza è $2\,h\cos 0$ a cui corrisponde una differenza di fase:

$$2\,\pi\,\frac{2\,h\cos 0}{\lambda}\,.$$

Ponendo il punto M' nel piano dell'aereo si trovesà una sola componente H_x' normale a detto piano.

Il campo elettrico nel punto M dà luogo, anch'esso a 3 componenti E_x, E_y, E_z. La componente E_z esiste solo in presenza di una terra ottima conduttrice.

In M' il campo elettrico risulta ancora contenuto nel piano dell'aereo ed al suolo risulta ancora verticale.

Considerando un aereo a T od a ombrello simmetrico rispetto all'asse Oz la componente H_y oppure H_x' del campo magnetico resta inalterata, mentre le componenti H_z ed H_x risultano sensibilmento ridotte, anche senza l'ausilio del suolo conduttore.

b) - Quando la terra non è conduttrice, il campo elettrico nelle vicinanze del suolo assume un'inclinazione cospicua rispetto alla verticale; mentre il campo magnetico può dar luogo ad una componente verticale. La sua componente orizzontale resta sempre normale alla direzione della propagazione.

c) - In un punto situato ad una certa altezza del suolo (qualunque sia la terra) può esistere una componente orizzontale del campo elettrico, mentre la componente orizzontale del campo magnetico non risulta più normale alla direzione della propagazione.

Tali effetti scompaiono quasi totalmente quando l'aereo è simmetrico rispetto l'asse orizzontale.

Gli scarti di direzione della componente orizzontale del campo magnetico - la quale più interessa la radiogoniometria - non supera durante il giorno 3°.

Alle grandi distanze occorre tener conto della sfericità della terra risultando le linee di propazione archi di cerchio massimo aventi per centro l'aereo trasmittente.

L'influenza del suolo sulla direzione del campo, apporta una inclinazione del campo elettrico nel senso della propagazione, tanto più sensibile quanto più la conduttività del suolo è debole; il campo magnetico resta ancora orizzontale e perpendicolare alla direzione della propagazione.

Praticamente, sul mare, il campo elettrico è verticale. Su di una terra poco conduttrice l'inclinazione rispetto alla verticale può raggiungere 30°.

La riflessione delle onde sul suolo. L'effetto prodotto da un'onda incidente su di un aereo o su di un quadro disposto nelle vicinanze è il doppio di quello che si manifesterebbe senza presenza del suolo.

Le deviazioni prodotte dagli ostacoli locali e dal terreno sorvolato dalle onde, influiscono sensibilmente sulla direzione delle onde stesse. Pertanto l'impianto radiogoniometrico deve sistemarsi lontano dagli alberi, i quali producono un assorbimento delle oscillazioni elettromagnetiche; lontano dagli aerei, i quali influiscono sul rilevamento, sia perchè assorbono una notevole quantità di energia di ricezione, sia perchè producono notevoli errori di lettura; lontano dalle linee di distribuzione dell'energia elettrica, le quali provocano errori di lettura abbastanza sensibili, specie nel senso delle linee stesse.

Lontano da linee telegrafiche e telefoniche, le quali comportandosi come veri e propri aerei, producono una seconda oscillazione che influenza notevolmente il radiogoniometro dando luogo ad un sensibile errore di rilevamento dell'onda da intercettare; lontano dai rumori i quali ostacolano la ricerca del silenzio al telefono rivelatore.

L'influenza delle colline e dei terreni ondulati, è abbastanza cospicua perchè le accidentalità del terreno originano la diffrazione del campo dell'onda incidente e producono una depolarizzazione del campo stesso assai dannosa al rilevamento.

MESNY ha eseguito una serie sistematica di esperienze presso Ajaccio in Corsica, ed ha determinato l'influenza delle colline in modo abbastanza approssimato.

La rifrazione delle onde lungo le coste produce una deviazione nella direzione dell'onda.

ECKERSLEY, dopo una serie minuziosa di esperienze eseguite in Palestina, durante la guerra, ha constatato:

1° - Che i rilevamenti fatti da terra danno una direzione dell'onda più vicina alla normale alla costa di quanto non lo sia la direzione vera dell'onda incidente (fig. 3).

2° - Che detta rifrazione diminuisce con l'aumentare della

lunghezza d'onda e risulta praticamente trascurabile per onde di lunghezza superiore a 3000 metri.

Le deviazioni notturne, sono abbastanza marcate ed influenzano perciò sensibilmente i rilevamenti fatti di notte.

a) - Onde lunghe.

Dopo una serie metodica di esperienze eseguite in Europa ed in America da tecnici valenti, quali MESNY, AUSTIN, GHERZI, ECKERSLEY, si è potuto assodare che l'errore sui diversi azimut varia fra 2° e 8° trovando però in qualche caso, errori anche di 20°.

b) - Onde medie.

(Onde comprese fra 500 e 1000 m.). Tali onde dopo aver percorso sul suolo 30 ÷ 40 Km. cambiano direzione specie al tra-

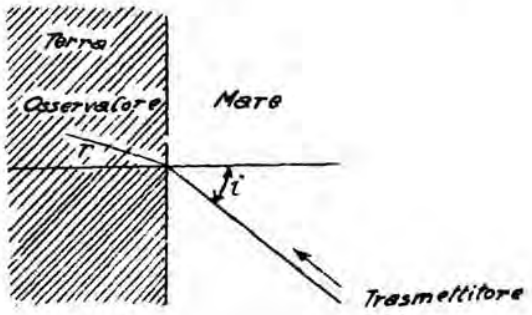


FIGURA 3.

monto ed al levarsi del sole, dando luogo ad errori di rilevamento che superano generalmente 15°.

Però, i rilevamenti fatti sia in mare, sia in terra ferma a distanze di circa 20 Km. dal trasmettitore, sono affetti da errori di qualche grado così di notte come di giorno.

Questo fatto incoraggia lo studio della radiogoniometria militare alle piccole distanze in terra ferma.

c) - Onde corte.

Il comportamenlo di dette onde che scendono al disotto dei 300 m. è molto irregolare.

Studi recentissimi fatti da APPLETON, NICHOLS, SCHELLENG, TAYLOR, ECKERSLEY, LASSEN, NAGAOKA, permettono di affermare

che gli effetti di depolarizzazione del campo elettromagnetico crescono sensibilmente col diminuire dell'onda. Mancano però esperienze concrete le quali definiscano fino a quale distanza il campo delle onde corte resti ancora polarizzato, per poter progettare radiogoniometri adatti alle piccole distanze in terra ferma.

Le deviazioni alle grandi altezze influiscono sul rilevamento. Alcune esperienze eseguite, in dirigibile da JOUAUST e MESNY fanno ritenere che ad altezze comprese fa 400 e 1900 m. con onde relativamente lunghe 15.000 ÷ 23.000 m. l'errore di rilevamento massimo si aggiri intorno ai 20°.

L'influenza dello stato atmosferico. — Le anomalie riscontrate nella propagazione in direzione delle onde elettromagnetiche, sono originate forse anche dalle variazioni dello stato atmosferico.

Però nessuno studio in proposito è stato condotto a termine.

Soltanto AUSTIN ha fatto qualche misura al riguardo, ma le conclusioni a cui è venuto si riferiscono solo alle variazioni d'intensità del campo, più che ai cambiamenti di direzione delle onde stesse, che più interessano la radiogoniometria.

4. - Principii generali dei radiogoniometri a quadro mobile.

1° - Principio del radiogoniometro.

Un radiogoniometro a quadro mobile è essenzialmente costituito da un circuito oscillante captatore e da un ricevitore di oscillazioni elettromagnetiche. Il circuito oscillante captatore consta di una induttanza costituita da un quadro mobile intorno ad un asse verticale, rispetto al quale risultino paralleli i piani delle spire che lo costituiscono e da un condensatore variabile d'accordo, derivato agli estremi dell'induttanza.

Il telaio viene connesso ordinariamente ad un cerchio graduato orizzontale che consente la determinazione dell'orientamento del quadro stesso (fig.4).

In generale, a distanza sufficientemente grande dal trasmettitore, il campo magnetico risulta - come si è detto - orizzontale e normale alla direzione della propagazione (fig. 5).

Si otterrà dunque la direzione ruotando il quadro fino ad annullare completamente le oscillazioni, cioè fino a rendere nulla o minima l'audizione al telefono rivelatore.

La normale al piano delle spire sarà allora diretta secondo la linea passante per il quadro e il centro di emissione e definirà la direzione dell'onda.

Ciò posto, supponiamo che le dimensioni del quadro siano sufficientemente piccole tanto da ammettere che il campo dell'onda sia costante in tutto lo spazio da esso abbracciato.

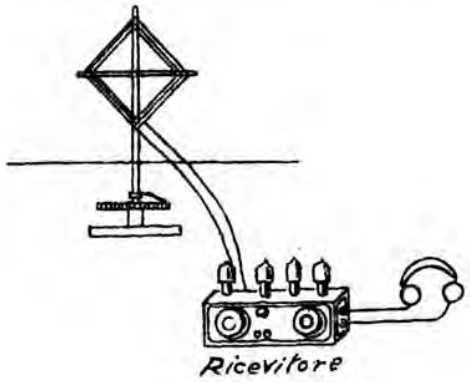


FIGURA 4.

Immaginiamo che da un origine O parta un'onda elettromagnetica che si propaghi in direzione $O\,X$. Condotta la normale n al centro del telaio in A, l'angolo $n\,A\,H = \alpha$ sarà l'angolo che la normale forma con la direzione del campo.

La componente attiva del campo, sarà quindi $H_n = H_0 \cos \alpha$. Epperò il flusso totale abbracciato dal telaio (di n spire ciascuna di area s), sarà definito dall'espressione seguente:

$$\varphi = H\,S \cos \alpha,$$

in cui:

$$S = n\,s.$$

Ma il vettore H non è costante, per cui ammettendo per semplicità che esso vari con legge sinusoidale: $H = H_o \text{ sen } \omega t$, il flusso acquista l'espressione:

$$\varphi = H_o S \cos \alpha \text{ sen } \omega t = S H_o \cos \alpha \text{ sen } \frac{2 \pi u t}{\lambda} .$$

Onde, a parte il segno, la f. e. m. massima risulta:

$$E_{max} = \left| \frac{d \varphi}{d t} \right|_{max} = H_o \omega S \cos \alpha .$$

Da questa relazione si vede che l'ampiezza massima della forza elettromotrice dipende dall'angolo che il telaio forma con la direzione del campo.

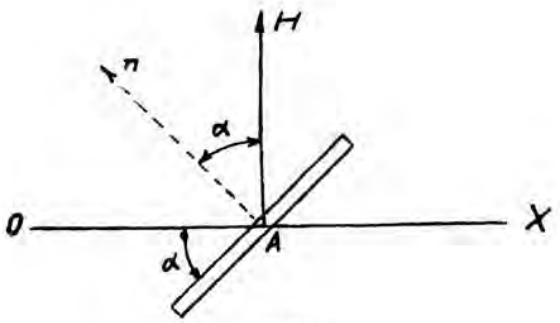


FIGURA 5.

Nel caso che il telaio stia nel piano dell'onda $\cos \alpha = 1$, e quindi la f. e. m. raggiunge il massimo dei massimi:

$$E_t = \frac{2 \pi u}{\lambda} H_o S.$$

Ma, $u H_o = E$ per cui l'espressione precedente può ancora scriversi nella forma;

$$E_t = \frac{2 \pi S}{\lambda} E.$$

Dalle cognizioni sugli aerei, è noto che la f. e. m. totale $E_t = h_{eff} \cdot E$ e quindi $h_{eff} = \frac{E_t}{E}$, in cui h_{eff} è l'altezza efficace dell'aereo.

Per analogia possiamo definire l'altezza efficace del telaio come il rapporto tra la f. e. m. totale e la f. e. m, riferita all'unità di lunghezza:

$$\frac{E_t}{E} = \frac{2 \pi S}{\lambda}.$$

Sicchè è lecito affermare che un telaio si comporta come un aereo di altezza efficace:

$$\frac{2 \pi S}{\lambda}.$$

Osservando l'espressione scritta si nota che per onde corte l'altezza efficace è relativamente grande, mentre per onde lunghe l'altezza efficace del telaio è piccola.

Ad esempio per un telaio di forma quadrata di due metri di lato e fatto di 20 spire, in corrispondenza della lunghezza d'onda di 10 m., si ottiene un'altezza efficace di 0,48 m.

VALORE DELLA INTENSITÀ DI CORRENTE. — L'intensità di corrente in un circuito oscillante è definita dal rapporto tra la f. e. m. agente e l'impedenza del circuito stesso: $i = e/z$.

L'intensità massima resta definita dal rapporto tra la f. e. m. massima è l'impedenza:

$$I = \frac{E_t}{Z} = \frac{\omega H_o S \cos \alpha}{Z}.$$

Quando la pulsazione ω sia tale che, variando la capacità si realizzi l'equazione di risonanza: l'impedenza del circuito si riduce alla resistenza ohmica R_t e l'intensità di corrente raggiunge il massimo valore, in corrispondenza di quella determinata posizione del telaio:

$$I_r = \frac{\omega H_o S \cos \alpha}{R_t}$$

Si noti che la resistenza R_t del circuito ad alta frequenza è la somma della resistenza ohmica del telaio, della resistenza dovuta alle perdite per isteresi dielettrica, ecc.. Detta resistenza varia col variare della lunghezza d'onda.

TENSIONE DI RISONANZA. — Nel caso della risonanza, la tensione agli estremi del condensatore è uguale a quella agli estremi dell'induttanza:

$$V_r = \frac{I_r}{\omega C} = \frac{H_o S \cos \alpha}{R_t C}.$$

Perchè la tensione di risonanza sia grande conviene che siano piccole la resistenza totale R_t e la capacità C. Perchè si abbia una buona ricezione l'esperienza impone che la capacità non superi 0,25 millimicrofarad.

L'espressione precedente trasformata in funzione dell'induttanza e della lunghezza d'onda assume le forme seguenti:

$$V_r = \frac{I_r}{\omega \frac{1}{\omega^2 L}} = \frac{\omega^2 H_o L S \cos \alpha}{R_t} = \frac{4 \pi^2 u^2 H_o S L \cos \alpha}{\lambda^2 R_t}.$$

Sicchè, la massima tensione di risonanza si verifica per α piccolo; λ, R_t a loro volta esigui; L, S grandi.

Perchè sia grande la sezione S occorre che sia grande il numero delle spire e massima la sezione di ciascuna spira.

Le spire che hanno superficie circolare realizzano tale condizione, perchè a parità di perimetro hanno area massima.

In pratica si attribuiscono ai telai forme poligonali per facilità di costruzione.

RAPPRESENTAZIONE GRAFICA DELLA TENSIONE DI RISONANZA. — L'espressione precedente della tensione di risonanza opportunamente modificata è suscettibile di un'importante rappresentazione grafica. Difatti ponendo $V_o = \frac{4 \pi^2 u^2 L H_o S}{\lambda^2 R_t}$, risulta: $V_r = V_o \cos \alpha$. Consideriamo due cerchi di diametro $OA = OB = V_o$ (fig.6).

È chiaro che le corde di tali cerchi aventi per origine il punto *O*, rappresentano il potenziale di risonanza per tutti i possibili valori di α.

Per ottenere la massima ricezione occorre rendere $\cos \alpha = 1$: ciò che si realizza quando il piano delle spire giace nel piano dell'onda.

Osservando il grafico si vede che le variazioni del raggio vettore, nella vicinanza del massimo sono abbastanza piccole e quindi nelle operazioni di rilevamento non è opportuno orientare il telaio verso il massimo.

Praticamente si determina l'azimut di una determinata stazione girando - come si è detto - il telaio fino a sentire il minimo suono o il silenzio al telefono rivelatore.

Il calcolo di una f. e. m. indotta da un campo qualsiasi, si effettua giovandosi dell'equazioni di MAXWELL, ma noi per brevità, trascureremo detto calcolo.

In tal modo si giunge alla determinazione della direzione, senza ottenere nessuna indicazione circa il senso di provenienza delle onde.

2° - **Determinazione del senso.**

Principio del metodo: Consideriamo il quadro captatore orientato in guisa di udire il massimo dei segnali ed un aereo aperto in vicinanza. Ciascun captatore sarà sede di una corrente oscillante originata dall'onda in arrivo.

Supponiamo di far agire le due correnti su di un unico circuito ricevente. È facile disporre le cose in modo che le f. e. m. indotte in tale circuito abbiano eguale ampiezza e siano in opposizione di fase.

In tali condizioni, il ricevitore resterà muto. Ma ruotando il quadro, la corrente che in esso circola cambierà di intensità.

Il telefono del ricevitore entrerà in funzione qualunque sia l'orientamento del quadro perchè non vi sarà più uguaglianza tra le forze elettromotrici indotte.

Le ampiezze di dette f. e. m. sono ancora uguali quando il quadro è girato di 180° ma hanno fase identica, per cui si sommano.

Non vi è dunque che una sola posizione di neutralizzazione della f. e. m. la quale definisce il verso, in modo inequivocabile.

Su tale principio sono fondati tutti gli impianti pratici

Il circuito ricevente può essere costituito dal quadro stesso; l'aereo può essere ugualmente costituito dallo stesso quadro. In ogni caso è necessario sempre ricorrere alla combinazione schematica precedente per ottenere il senso.

Nel diagramma polare rappresentato dalla figura 7, la f. e. m. proveniente dall'aereo è rappresentata dal cerchio di centro O la f. e. m. proveniente dal telaio è rappresentata dai cerchi di centro O' O'', mentre la f. e. m. totale risulta caratterizzata dalla curva C a forma di cardioide.

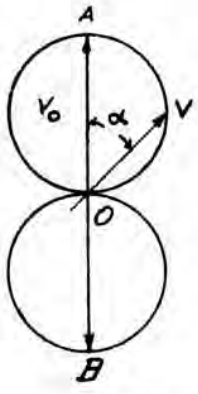


FIGURA 6.

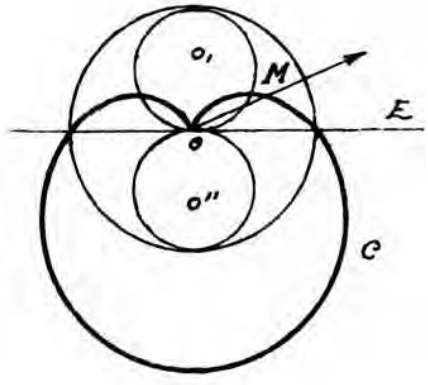


FIGURA 7.

La direzione OE è quella del trasmettitore, mentre OM è la normale al quadro sulla quale si misurano i raggi vettori delle diverse curve.

a) - *Sistemi a quadro semplice.*

LYOT utilizza lo stesso quadro quale capacità d'aereo.

Egli introduce un'induttanza variabile L fra la terra e uno dei capi del condensatore, ed accorda la suddetta induttanza fino a mettere in risonanza l'aereo così costituito (fig. 8).

In tal caso la corrente risultante nel quadro ricevitore sarà costituita dalla somma algebrica della corrente normale del quadro considerato a sè e della corrente originata dall'effetto d'aereo.

Ricade così nel caso generale innanzi esposto.

L'ing. BELLINI, ha adottato recentemente, un sistema abbastanza semplice per determinare il senso.

Egli anzichè connettere l'amplificatore ricevitore agli estremi del condensatore d'accordo *C* congiunge il filamento della prima valvola dell'amplificatore alla terra o la sua griglia a uno dei capi del condensatore d'accordo *C* (fig. 8-*bis*).

Fra l'altro estremo del condensatore e la terra egli dispone un condensatore fisso c_1 di circa 0,15 millimicrofarad. In tal guisa costituisce un aereo aperto.

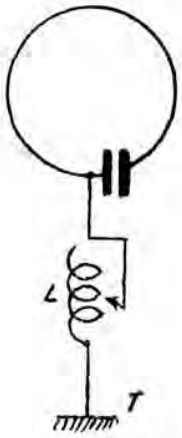


FIGURA 8.

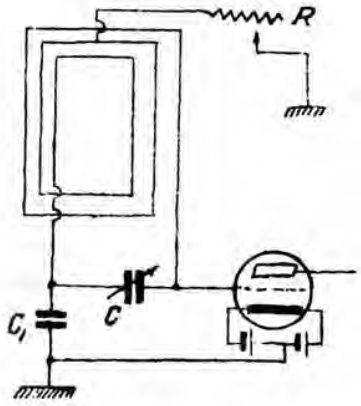


FIGURA 8-*bis*.

Pertanto anche questo sistema rientra nel caso generale esaminato.

BELLINI, allo scopo di trarre dal metodo tutti i benefizi possibili suggerisce di riunire il centro del quadro alla terra pel tramite di una resistenza variabile *R* alla quale si conferisce, per tentativi, il valore conveniente.

b) *Sistemi a quadro doppio.*

QUADRO DOPPIO DI BLONDEL. — Le misure coi metodi a quadro semplice fanno scomparire la ricezione al momento della

misura, ciò che accresce la difficoltà del rilevamento quando vi è del rumore.

Un metodo di misura per uguaglianze di suono fu proposto nel 1910 da BLONDEL.

Il metodo consiste nell'utilizzare due quadri e nell'ascoltare alternativamente sull'uno e sull'altro la trasmissione variando l'orientamento dei quadri stessi fino ad ottenere il medesimo suono al telefono rivelatore.

Quando l'onda in arrivo risulta nella direzione $O\,X$ della bisettrice dell'angolo formato dai due quadri (fig. 9) si ode lo stesso suono.

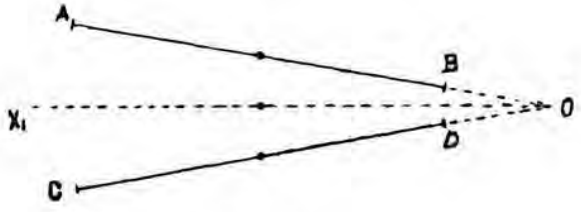


FIGURA 9.

QUADRO DOPPIO DI ROBINSON E DI JEANCE E ROBINSON. — La figura 10 mostra il sistema JEANCE.

I due quadri 1 o 2 sono fissati perpendicolarmente l'uno all'altro ed il loro sistema è mobile intorno all'asse verticale comune.

L'ascolto si può effettuare solamente col quadro 1 oppure mettendo in derivazione il quadro 2 sul quadro 1. Le connessioni dei due quadri possono essere rapidamente invertite a mezzo del commutatore *C*.

Detto commutatore nel mettere in parallelo il quadro 2 sul quadro 1 introduce un condensatore *G* in parallelo sul sistema allo scopo di compensare le variazioni di induttanza.

Per il rilevamento si ascolta prima sul quadro 1 e si orienta il quadro stesso sino ad udire il massimo suono al telefono; quindi si

mette in parallelo il quadro 2 e si accorda di nuovo il sistema. Indi si invertono alternativamente le connessioni. I suoni divengono uguali quando il quadro 2 non riceve flusso. In qualsiasi altra posizione il flusso ch'esso riceve cambia di segno con l'inversione.

Quando il quadro 2 non riceve più alcun flusso il piano del quadro 1 giace nella direzione del trasmettitore.

La Telefunken utilizza nei suoi radiogoniometri il sistema a quadro semplice ed antenna.

La S. F. R. francese utilizza il sistema BELLINI.

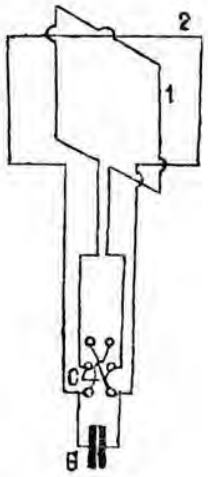


FIGURA 10.

3° - **Ricevitosi Radiogoniometrici.**

Per la ricezione delle onde smorzate e modulate non occorrono particolari ricevitori, mentre per la ricezione delle onde persistenti è necessario utilizzare ricevitori con eterodina separata o ricevitori a reazione.

In seguito tratterò, con qualche dettaglio, dei ricevitori.

5. - Radiogoniometri ad aerei fissi.

I radiogoniometri ad aerei fissi si distinguono in due grandi categorie. Alla prima appartengono i radiogoniometri ad accoppia-

mento magnetico; alla seconda i radiogoniometri ad accoppiamento elettrico.

A) - Radiogoniometri ad accoppiamento magnetico.

I radiogoniometri ad accoppiamento magnetico, sono stati ideati e costruiti dai tecnici italiani BELLINI e TOSI.

Attualmente la Società Marconi ne sfrutta il brevetto.

Principio del radiogoniometro. — Si immaginino due telai A_1 e B_1 ortogonali (fig. 11) rispettivamente con gli aerei collegati

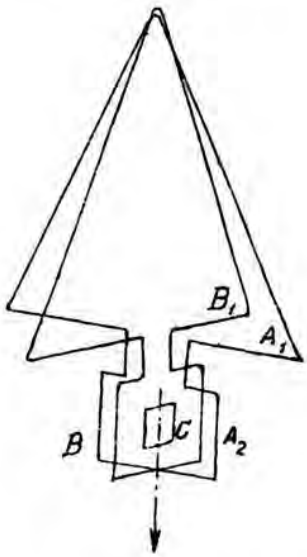


FIGURA 11.

a due bobine A_2 e B_2 disposte normali fra di loro, in modo che i due flussi magnetici risultino pure perpendicolari l'uno all'altro, e paralleli ai rispettivi telai.

Se in presenza o nell'interno di queste due bobine si dispone una terza bobina detta esploratrice o di ricerca C girevole in modo da poter abbracciare più o meno il flusso dell'una e dell'altra bobina fissa; e se si collega tale bobina esploratrice agli apparecchi di ricezione si ha che la rotazione della esploratrice avrà sulla ricezione lo stesso effetto della rotazione di un telaio; cioè la ricezione sarà massima quando la bobina esploratrice sarà nella direzione

della stazione trasmittente e nulla quando sarà perpendicolare a tale direzione.

I due telai fissi sono infatti più o meno influenzati dall'onda in arrivo, secondo che essi siano disposti, rispetto alla stazione trasmittente, più o meno nella direzione di massima ricezione.

Le correnti che si ottengono sui due telai sono quindi in dipendenza di tale loro disposizione, ed il flusso magnetico interno, risultante dalla composizione dei due flussi magnetici dovuti alle correnti nei due telai, risentirà della preponderanza del telaio che è maggiormente influenzato e prenderà quindi una posizione che si avvicinerà più a questo che all'altro.

La pratica e la teoria dimostrano che il flusso nell'interno delle bobine fisse prende, rispetto a queste, esattamente la stessa direzione che assume il flusso dovuto alle onde in arrivo rispetto ai telai fissi, e perciò nei riguardi del flusso risultante, la bobina esploratrice si trova nella stessa condizione di un telaio girevole rispetto alle onde in arrivo.

In pratica non è necessario che le bobine fisse siano parallele ai rispettivi telai; si dovrà però tener conto dell'angolo che esse fanno con i telai, per aggiungerlo o toglierlo all'angolo indicato dalla bobina esploratrice.

Per avere risultati precisi di determinazione occorre che i due telai fissi siano rigorosamente uguali per area e forma.

Essi possono essere entrambi perfettamente accordati con l'onda da ricevere, il che dà una maggiore sensibilità, ma complica il maneggio; oppure essere entrambi aperiodici, cioè senza capacità d'accordo, compensando la minore sensibilità con una maggiore amplificazione.

Poichè nel radiogoniometro interessa avere massima corrente, allo scopo di aumentare il flusso nelle bobine fisse, così si impiegheranno grandi telai di piccola induttanza (ad esempio di una sola spira) e in conseguenza capacità d'accordo piuttosto grandi.

DETERMINAZIONE DEL SENSO. — In questo tipo di radiogoniometro la determinazione del senso o direzione assoluta si effettua giovandosi del principio innanzi esposto.

Anzichè disporre di un aereo apposito per la determinazione

del senso, si possono utilizzare gli stessi telai, uniti insieme per il punto di mezzo delle bobine fisse (fig. 11) considerandolo come un semplice aereo che si collega alla terra attraverso una bobina di accoppiamento (detta accoppiamento di senso). Questa bobina agisce, insieme con la esploratrice, sugli apparati di ricezione, cosicchè questi saranno influenzati sia dalla bobina esploratrice sia da quella di senso. E poichè la ricezione ottenuta con i telai considerati come aereo, è per solito più intensa di quella ottenuta con telai di direzione; ed occorrendo invece, per ottenere una netta sparizione dei segnali, che la ricezione sia di eguale intensità si dispone in genere una resistenza in serie con l'aereo, allo scopo di ridurne l'intensità dei segnali stessi.

Lo schema dei circuiti dei telai o del radiogoniometro propriamente detto, è rappresentato nella figura 12 che si riferisce al tipo MARCONI (BELLINI-TOSI) in uso nelle principali stazioni radiogoniometriche terrestri ed in quelle di bordo. Dalla figura si rileva che l'apparecchio può funzionare in tre posizioni:

1° - **Radiogoniometro,** in cui entrano in giuoco solo i due telai e la ricezione è dovuta soltanto alla bobina esploratrice;

2° - **Ascolto e attenzione,** in cui la ricezione è influenzata dalla bobina esploratrice, ed anche da quella di senso che dà una ricezione preponderante e perciò poco influenzata dalla bobina esploratrice;

3° - **Senso,** in cui la ricezione a mezzo dell'aereo viene ridotta di intensità per la presenza della resistenza, in modo da risultare uguale a quella della bobina esploratrice, avendosi così un perfetto diagramma a cuore.

La posizione di ascolto è qualla in cui si resta in attesa di radiogoniometrare; si passa quindi alla direzione (radiogoniometrazione) e, da ultimo, al senso.

Come risulta dalla figura 12, il punto di minima ricezione nel diagramma a cuore si trova nella direzione perpendicolare a quella dei minimi nel diagramma a 8, e cioè si trova nel piano della stazione trasmittente.

Nella pratica, invece di un punto ben netto di silenzio si otterrà

piuttosto una zona di silenzio, e cioè un tratto compreso fra due posizioni della bobina e lungo il quale non si sente alcun suono. Si prenderà come direzione vera quella intermedia fra le estreme.

La teoria matematica dei radiogoniometri ad accoppiamento magnetico è abbastanza laboriosa, per cui prescindiamo dall'esporla in questa nota.

Rimandiamo gli interessati alle memorie degli autori e alle pubblicazioni di BLONDEL.

Per la ricezione di onde inferioriori ai 300 m. è vantaggioso effettuare il montaggio aperiodico dei quadri fissi sopprimendo cioè il condensatore d'accordo sui quadri stessi.

Un difetto però del montaggio aperiodico è la mancanza di selettività. Ma si rimedia a tale inconveniente selezionando successivamente i segnali ricevuti.

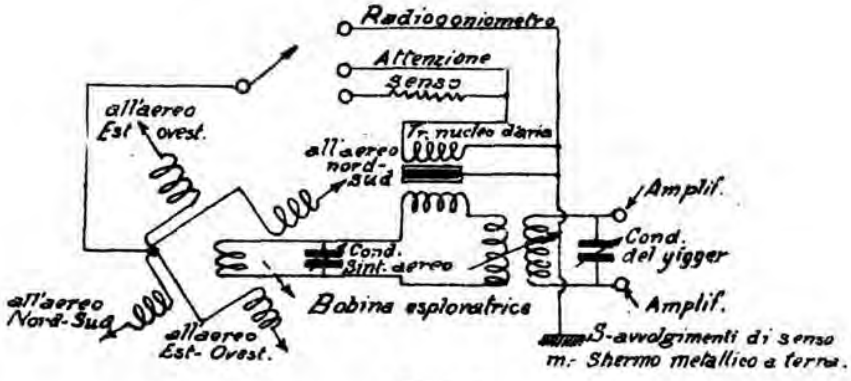


FIGURA 12.

Confrontando il sistema a grandi quadri con quello a piccoli quadri mobili, si scorge subito che la ricezione con radiogoniometri aperiodici a quadri fissi è superiore a quella ottenuta con apparecchi a piccolo quadro mobile; però mentre i radiogoniometri ad aerei fissi sono di difficile montaggio, quelli a quadro mobile sono scevri di tale inconveniente.

B) - Radiogoniometri ad accoppiamento elettrico.

L'ing. BELLINI ha ideeto per gli apparati ad aerei fissi un ingegnoso sistema di accoppiamento elettrico,

Tale sistema è fatto di due aerei a quadri verticali identici, disposti, come nel sistema ad accoppiamento magnetico, l'uno perpendicolarmente all'altro. Siano A_1 e B_1, A_2 e B_2 le estremità inferiori dei fili dei due quadri. A_1 e B_1 siano connessi a due quadranti a_1 e b_1 e contemporaneamente alle due armature di un condensatore variabile C.

Analogo dispositivo sia adottato per l'altro quadro (fig. 13).

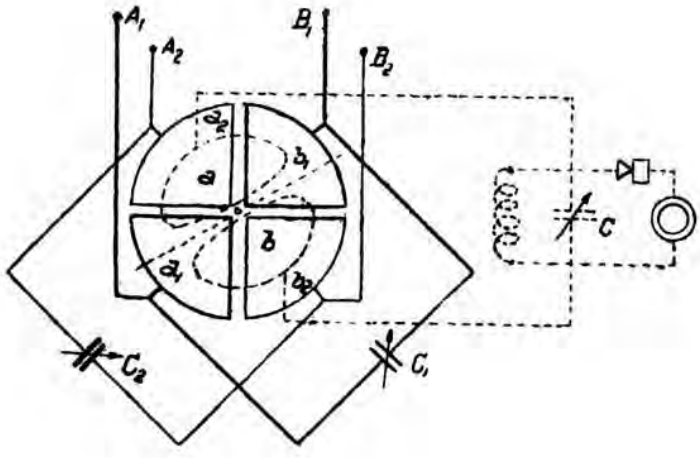


FIGURA 13.

Le armature formanti i 4 quadranti sono fisse e situate in un medesimo piano.

A piccola distanza da detto piano sono situate due armature a e b, a forma di farfalla, meccanicamente solidali fra loro ma elettricamente isolate.

Detto sistema può girare intorno all'asse verticale passante per il centro di simmetria.

Tale sistema vien connesso ai capi del condensatore variabile d'accordo *C* del circuito oscillante secondario appartenente al ricevitore radiogoniometrico.

Dalla teoria risulta che il sistema mobile avrà lo stesso spostamento angolare delle trasmissioni rilevate.

Questo radiogoniometro, nonostante la sua ingegnosità, è poco usato.

Esso ha tutti i difetti degli apparecchi ad accoppiamento magnetico con telaio accordato e risente inoltre sensibilmente gli effetti di capacità perturbatrici, quali ad esempio quelle create dallo stesso operatore.

Infine, il sistema risulta assai ingombrante.

La Soc. S. F. R. ha eseguito qualche impianto del genere in alcune stazioni fisse francesi.

Per amor di brevità trascuriamo di parlare dei radiogoniometri ad aerei direttivi e dei sistemi tipo Beverage anche perchè scarsamente impiegati.

6. - Radiogoniometri per impianti terrestri, navi, aeromobili ed autoveicoli.

A) - Radiogoniometri per impianti fissi.

Tutti i tipi di radiogoniometri, sia a piccolo quadro mobile, sia a grandi quadri fissi, si prestano alla costruzione di impianti radiogoniometrici terrestri.

Però la maggior parte degli impianti di questo tipo utilizzano radiogoniometri ad aerei fissi con accoppiamento magnetico.

Quando la sistemazione degli aerei è eseguita a perfetta regola d'arte ed i ricevitori radiogoniometrici sono studiati e costruiti con molta cura, gli errori di rilevamento, dovuti all'apparecchio, si riducono fino a mezzo grado.

B) - **Radiogoniometri per navi, aeromobili ed autoveicoli** (1).

I radiogoniometri sistemati a bordo di tali mezzi sono in generale a piccolo quadro mobile, perchè riesce più agevole l'installazione di bordo e gli errori dovuti all'apparecchio risultano più esigui.

In simili impianti bastano quadri di 70 a 80 cm. di diametro.

Ciò nonostante, la Soc. Marconi ha effettuato, sia per la marina britannica, sia per le nostre Forze Armate, impianti radiogoniometrici di bordo con i sistemi a quadri fissi ad accoppiamento magnetico.

In tali apparecchi ha grande importanza la costruzione del ricevitore radiogoniometrico, essendo marcata l'influenza delle masse metalliche distribuite nella contiguità del radiogoniometro ed il posto d'impianto di bordo.

È utile qui fare una breve rassegna di alcuni tipi di radiogoniometri per apprezzare il grado di perfezionamento raggiunto dalla tecnica nella loro costruzione.

In tale rassegna esporrò con maggior copia di particolari gli impianti eseguiti a bordo di autoveicoli, i quali sono stati da me più ampiamente studiati per gli scopi della radiogoniometria alle piccole distanze in terra ferma.

I. - La Soc. Marconi (2) per opera dei suoi valentissimi tecnici ha perfezionato sensibilmente la costruzione dei suoi apparecchi che sfruttano il brevetto BELLINI-TOSI, fino a raggiungere il radiogoniometro 11 *G* che consente la ricezione di onde smorzate e persistenti comprese nella gamma $400 \div 4000$ m. (fig. 14).

---

(1) Vedi « Bollettino R. T. del R. Esercito » N. 4, Dicembre 1927-VI.

(2) Recentemente ha costruito il radiogoniometro D. F. M. 3 con ricevitore a valvole schermate in a. f. il quale sembra assai meglio studiato dei precedenti r. g. di bordo. (Vedi « Marconi Review » N. 4, Gennaio 1929).

Inoltre ha costruito un particolare radiogoniometro a telaio girevole per il rilevamento di onde da $10 \div 100$ m.

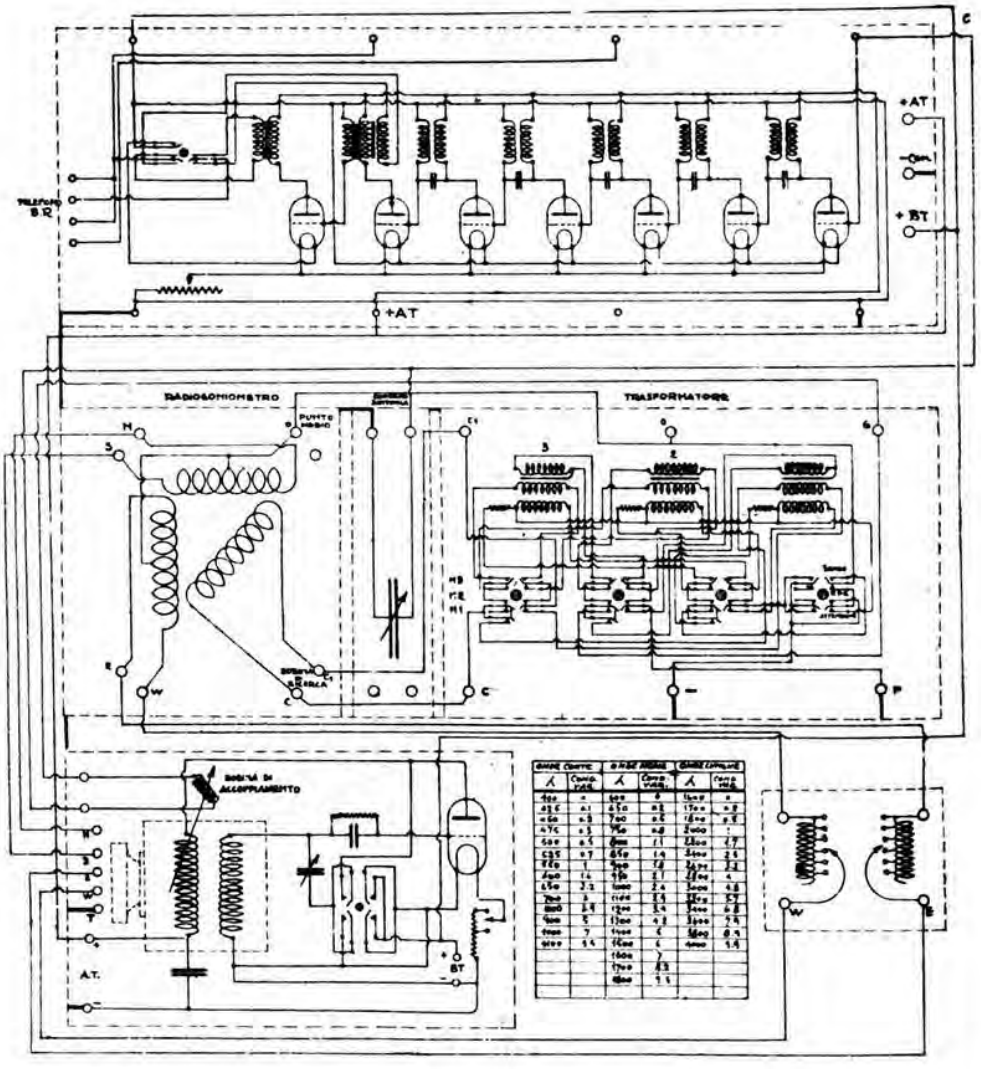

+AT
+BT
RADIOGONIOMETRO
TRASFORMATORE
SBARRA DI ACCOPPIAMENTO
A.T.

FIGURA 14.

Tale apparecchio è essenzialmente costituito di un complesso d'aereo a telai fissi, di un ricevitore radiogoniometrico a valvole e di un gruppo di batterie per alimentazione del ricevitore.

a) - Il complesso d'aereo consta di due aerei a telaio (fig. 15) aventi ossatura di legno ed avvolgimenti di treccia di rame a forma di solenoide. I quattro capi del telaio terminano alle bobine di campo sistemate nel primo scomparto del ricevitore.

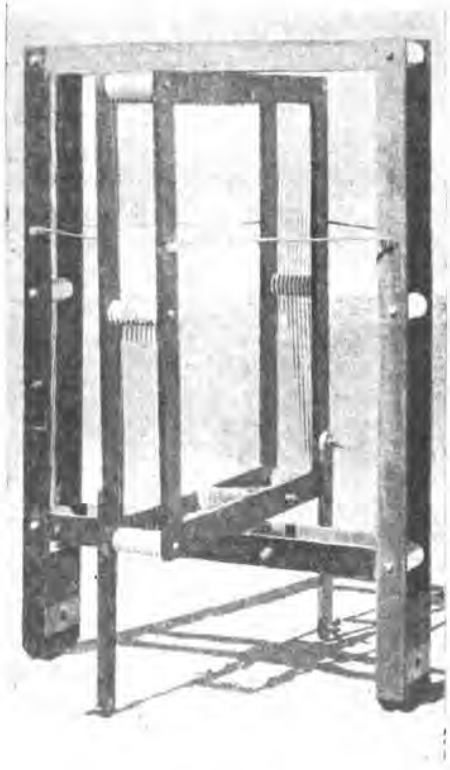


FIGURA 15.

b) - Il ricevitore radiogoniometrico (fig. 16) consta di un rivelatore a sette triodi di cui cinque amplificatori in A. F. con accoppiamento a trasf., un triodo rettificatore ed un triodo amplificatore di bassa frequenza e di una eterodina separata ad un solo

triodo per la ricezione delle oscillazioni persistenti. Il ricevitore è parzialmente schermato.

c) - Batterie di alimentazione.

Per l'alimentazione dei filamenti dei triodi si utilizzano batterie da 5 Volt e per l'alimentazione anodica batterie da 60 Volt, adatte al tipo di valvole impiegate.

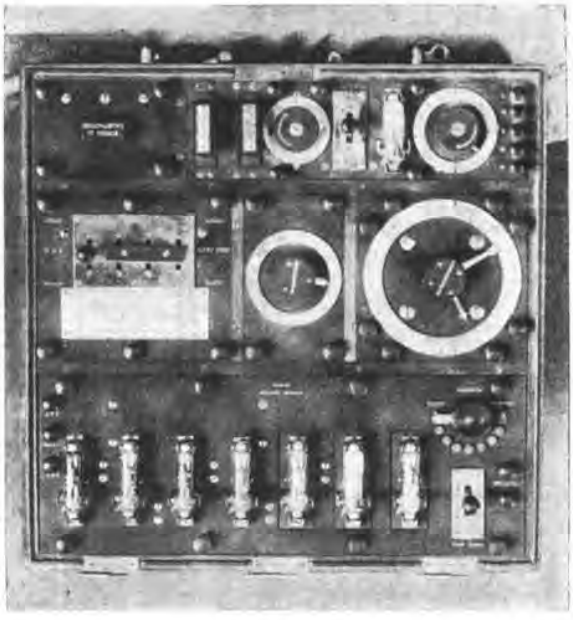


FIGURA 16.

Caratteristica di questo ricevitore è la grande amplificazione ad A. F. particolarmente adatta per la ricezione di campi di piccola intensità (5 a 10 microVolt-metro).

II) - La Soc. Telefunken si è dedicata particolarmente alla costruzione di radiogoniometri a piccolo telaio mobile, coll'impiego di aereo ausiliario per la determinazione del senso.

I Dott. FISCHER e LEIB hanno studiato a fondo il problema della radiogoniometria ed hanno costruito apparecchi di grande precisione.

Il tipo ordinariamente usato per impianti di bordo è quello a telaio circolare girevole protetto e comandato a distanza.

L'apparecchio da me esaminato realizza con due piccoli telai le gamme 450-12000 e 1000-3000 (figg. 17 e 18).

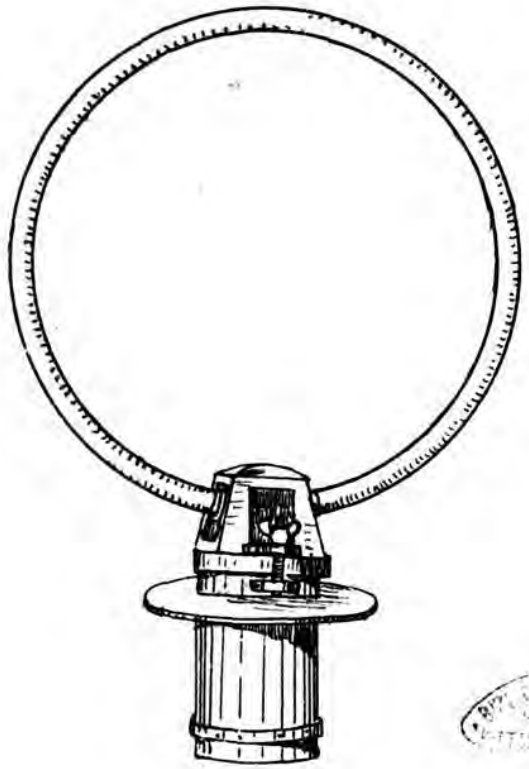


FIGURA 17.

Esso consta: di un supporto telaio; di un sistema di comando a distanza con disco graduato per il rilevamento; di un ricevitore sintonizzatore a quattro valvole in alta frequenza con accoppiamento a induttanza capacità; di un amplificatore rivelatore a tre valvole di cui due amplificatrici in A. F. a induttanza e capacità ed una rivelatrice; di un amplificatore a bassa frequenza a due

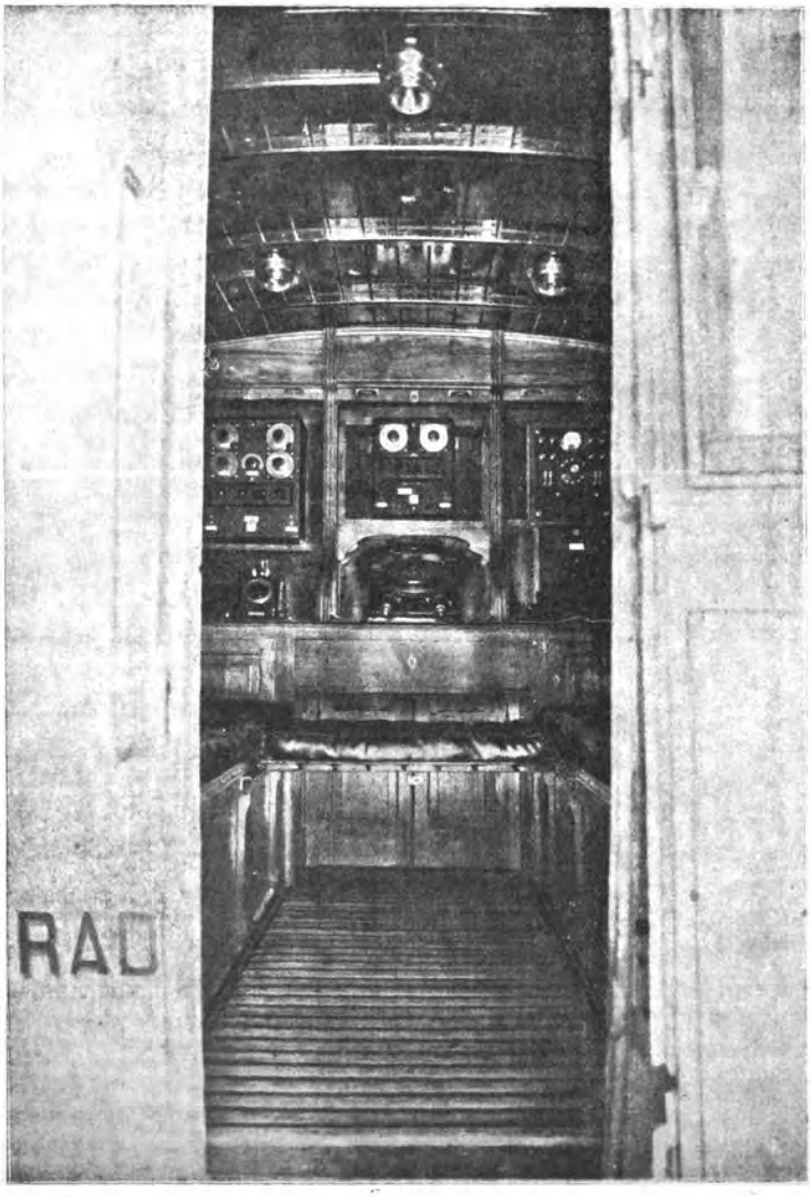


FIGURA 18.

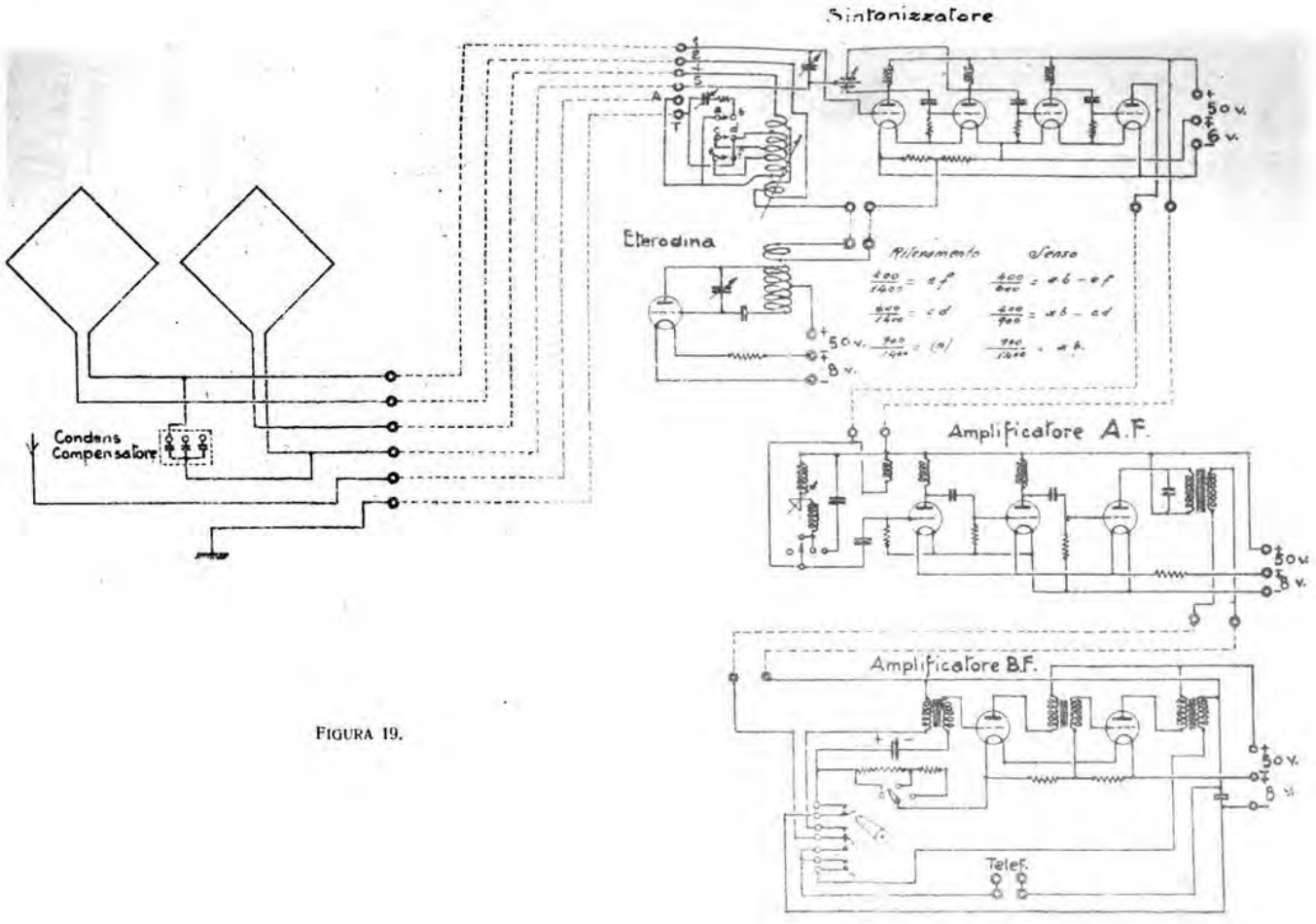

Sintonizzatore
Eterodina
Allineamento
Sfasso
Condens
Compensatore
Amplificatore A.F.
Amplificatore B.F.
Telef.
50 v.
8 v.

FIGURA 19.

valvole con accoppiamento a trasformatori per il rinforzo dei suoni; di un eterodina per la ricezione delle onde persistenti e di batterie varie per l'alimentazione. Lo schema generale è riportato nella figura 19.

L'apparecchio è completamente schermato. In virtù della grande amplificazione in A. F. consente la ricezione di campi molto deboli nonostante la piccolezza del telaio captatore.

La Telefunken ha recentemente costruito un radiogoniometro con comando diretto del telaio, per la ricezione di onde da 400 a 1500 m. A differenza del radiogoniometro innanzi descritto esso contiene in una unica scatola metallica tutto il circuito ricevente. Tale circuito consta di otto valvole (figg. 20 e 21) di cui 4 amplificatrici A. F., 1 rivelatrice a reazione e 3 amplificatrici a B. F.

Vi sono tre sintonizzazioni (telaio C_1 - circuito secondario C_2 - aereo ausiliario C_3 - per il senso) e due reazioni (una capacitiva C_4 sull'aereo ed una induttiva L sul circuito secondario).

Apposito interruttore permette di escludere le due ultime valvole in bassa frequenza.

La determinazione del senso è ottenuta a mezzo di aereo supplementare.

La stessa Telefunken ha costruito un radiogoniometro di esperienza per i rilevamenti delle onde di lunghezza inferiore ai 300 m., Tale radiogoniometro, basato sugli stessi principii dei precedenti, è però anche girevole intorno ad un asse orizzontale consentendo così di disporre il telaio in qualsiasi posizione (fig. 22).

Tale apparecchio è particolarmente adatto all'esplorazione di onde corte provenienti da grandi distanze dopo la riflessione negli alti strati atmosferici,

III) - La Soc. S. F. R. (Radio Italia), con progetto del nostro Ing. BELLINI, ha costruito una serie di radiogoniometri abbastanza ben studiati. Il modello ultimo, da me sperimentato, copre la gamma 100 - 3000 m.

Esso appartiene alla categoria dei radiogoniometri a piccolo quadro mobile e consente tl rilevamento di onde smorzate e persistenti.

Schema di principio del Radiogoniometro Telefunken Modello "E. 358 N.„.

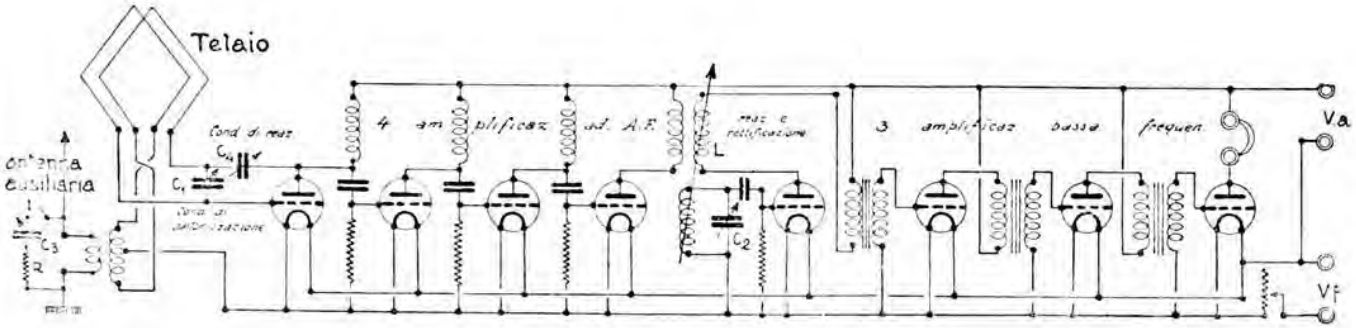


FIGURA 20.

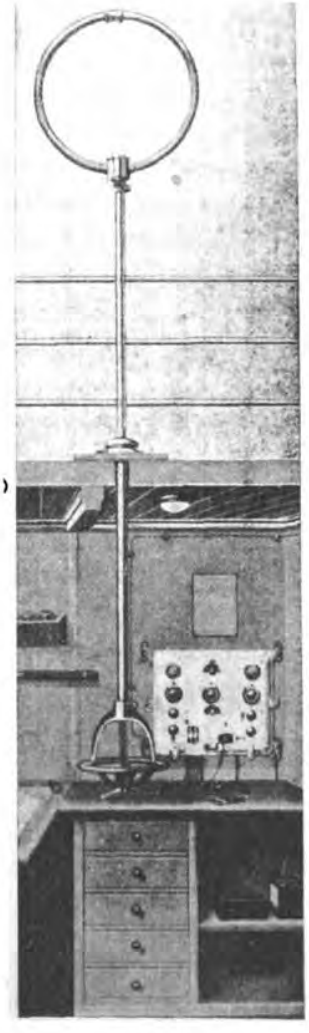


FIGURA 21.

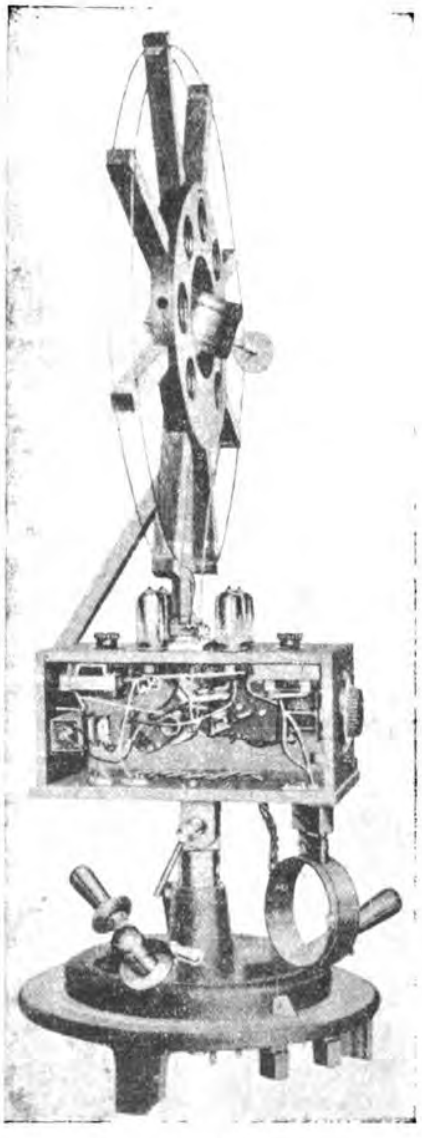


FIGURA 22.

L'apparecchio consta, essenzialmente, di un telaio esagonale con albero di comando diretto munito di disco graduato; di un'apparecchiatura ricevente con sospensione elastica e di batterie di alimentazione varie.

Il telaio è di forma esagonale. L'avvolgimento è fatto a solenoide.

L'insieme è visibile nella figura 23. Lo schema dei circuiti nella figura 24.

L'apparecchiatura ricevente è contenuta in una scatola parallelepipeda a sei scomparti nei quali sono:

- Un amplificatore sintonizzatore per onde da 100 a 300 m. composto di un ricevitore a quattro valvole di cui una amplificatrice ad alta frequenza, una rivelatrice a reazione e due amplificatrici a bassa frequenza. (L'accoppiamento è a trasformatori).

- Un amplificatore rivelatore per onde da 300 a 1500 m., composto di 3 valvole amplificatrici a. f., una rivelatrice, ed una amplificatrice a b. f.

- Un amplificatore rivelatore per onde da 1500 a 3000 m. analogo al precedente già descritto.

- Un risuonatore per onde da 100 a 3000 m. composto di un condensatore variabile, un combinatore per le varie lunghezze d'onda ed un condensatore per le connessioni dei varii ricevitori col quadro.

- Un eterodina per onde da 100 a 3000 m.

- Un gruppo di batterie per l'alimentazione dell'eterodina.

L'apparecchio è completamente schermato e la suddivisione della gamma d'onda in tanti ricevitori distinti conferisce al radiogoniometro un'apprezzabile precisione nei rilevamenti.

Il radiogoniometro S. F. R., a differenza dei radiogoniometri Marconi e Telefunken, realizza la ricezione di onde comprese fra 100 e 400 m..

IV - L'ing. DU BOURG ha costruito una serie di radiogoniometri di cui due esemplari sono stati anche esaminati dall'Officina Radiotelegrafica del Genio Militare.

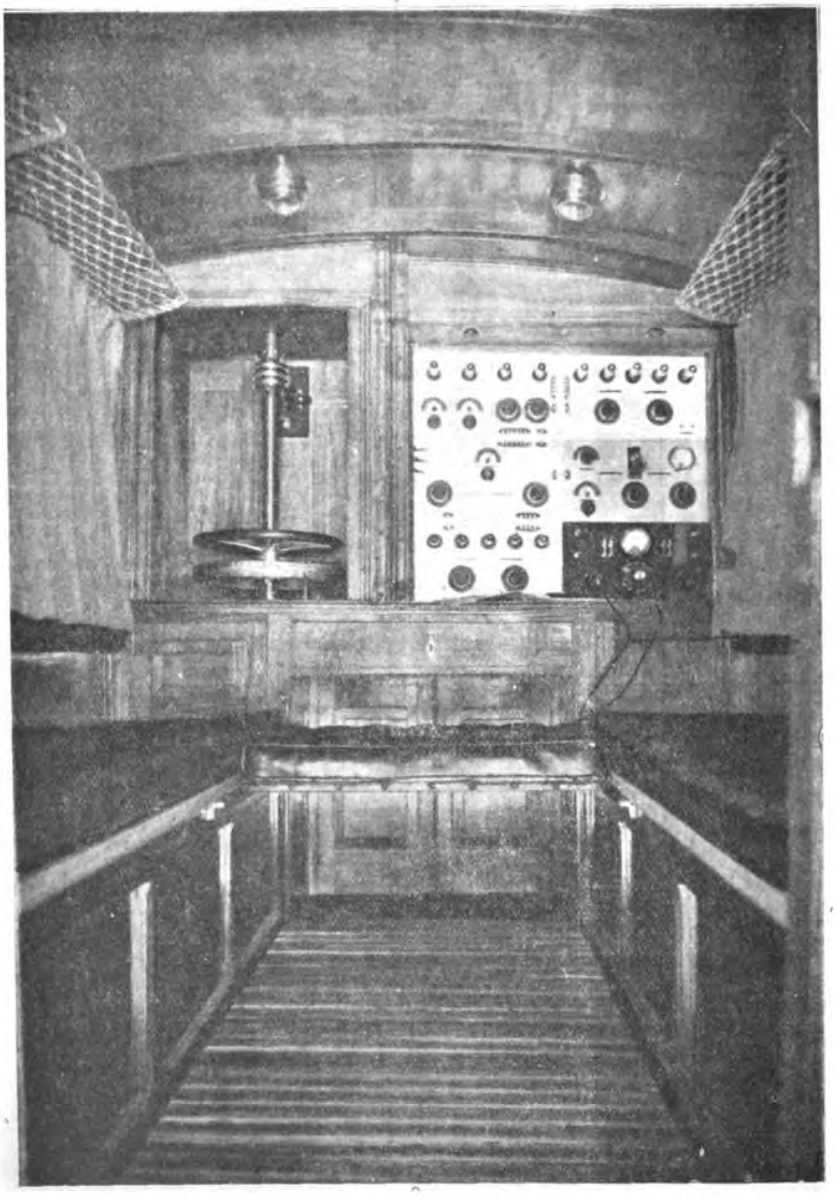


FIGURA 23.

a) - *Radiogoniometro per onde da 300 a 3000 m.*

Detto radiogoniometro appartiene anch'esso alla categoria dei ricevitori che usufruiscono di piccoli quadri mobili.

Esso consta di un telaio romboidale e di un unico ricevitore a 4 valvole che copre l'intera gamma d'onda.

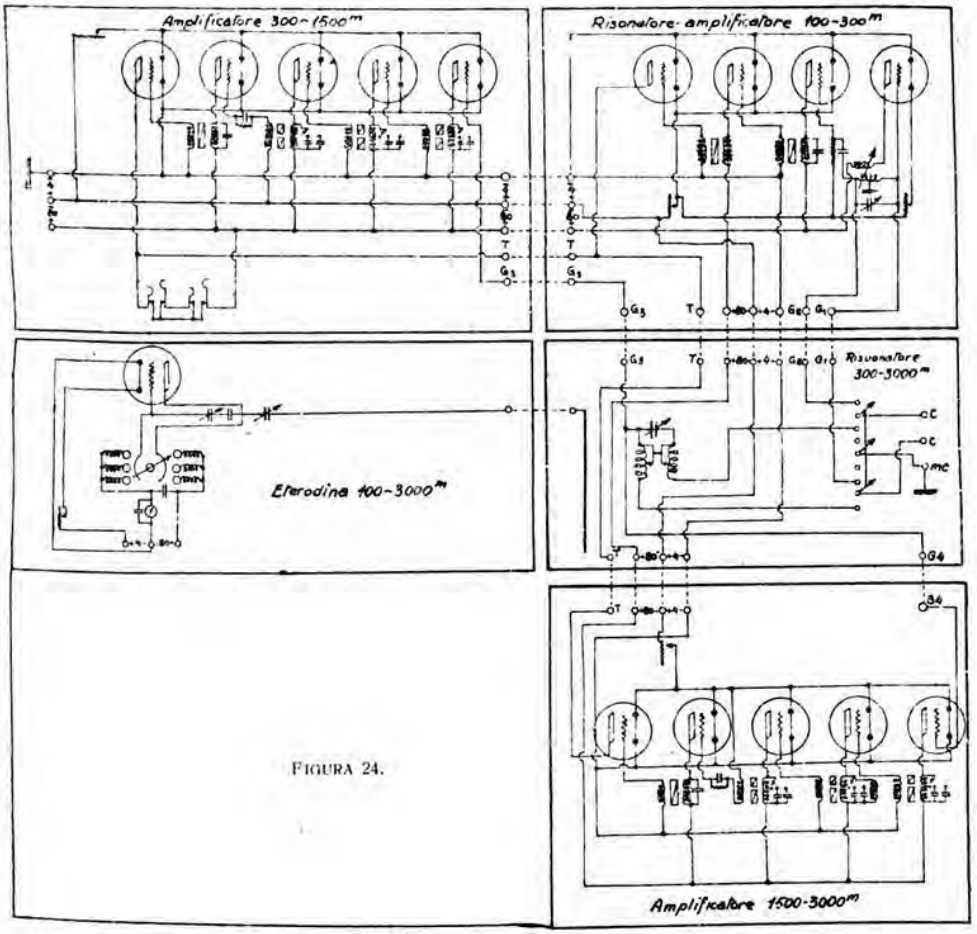


FIGURA 24.

È fornito altresì di batterie di alimentazione e di rete di terra.

Il ricevitore è del tipo a reazione composto essenzialmente di una valvola amplificatrice ad alta frequenza ad impedenza, di una

valvola rivelatrice a reazione induttiva e di due valvole amplificatrici a bassa frequenza a trasformatori.

Lo schema di principio è mostrato nella figura 25, e la vista d'insieme nella figura 26.

b) - *Radiogoniometro per onde da 65 a 800 m..*

Il telaio di detto radiogoniometro è costituito da un'unica spira a forma di trapezio isoscele.

Il ricevitore è analogo al precedente.

Su quest'ultimo apparecchio il Colonnello SACCO e l'Ing. DU BOURG, hanno eseguito nel 1925 una serie sistematica di esperienze dalle quali hanno dedotto che l'errore di rilevamento sulle onde più corte (fatte le opportune correzioni) non risulta mai inferiore a cinque gradi.

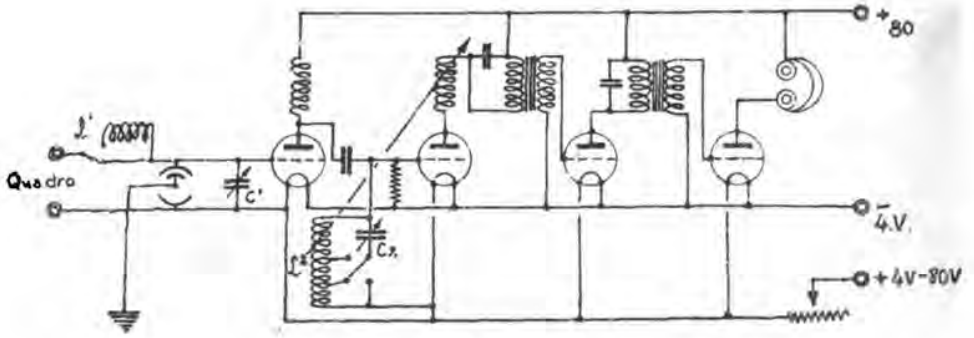


FIGURA 25.

La distanza fra il trasmettitore ed il radiogoniometro era inferiore a 20 Km.

V - La Radio Corporation of America, ha recentemente costruito un radiogoniometro formato essenzialmente di un circuito captatore a piccolo telaio girevole, di un quadrante indicatore e di un ricevitore del tipo a trasformazione di frequenza a otto triodi, per la intercettazione di onde comprese fra 300 e 1050.

Tutti i circuiti elettrici sono accuratamente schermati.

L'influenza delle masse magnetiche vicine è compensata automaticamente da un dispositivo meccanico. La compensazione è

valevole per le sole navi americane sulle quali è ordinariamente impiegato il radiogoniometro.

Nel capitolo successivo parlerò dei risultati conseguiti con alcuni dei suddescritti radiogoniometri nel rilevamento di onde smorzate, telefoniche e persistenti, alle piccole distanze in terra ferma.

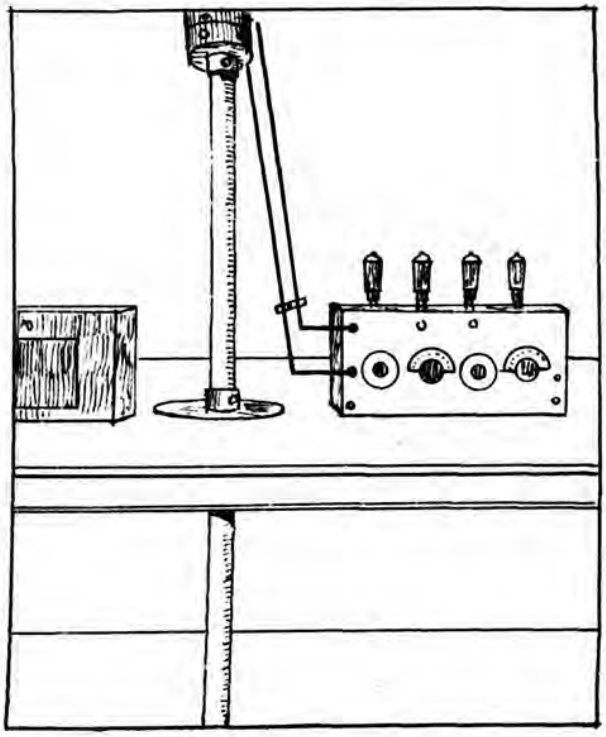


FIGURA 26.

7. - Errori e compensazioni.

La ricerca degli errori e lo studio delle compensazioni sono compiti di grande interesse per la precisione e la facilità dei rilevamenti radiogoniometrici, perciò tecnici valentissimi ed importanti

Istituti di ricerche scientifiche si sono, da anni, dedicati allo studio di tale argomento.

I - Errori.

Gli errori dovuti alla propagazione sono stati già esaminati nella prima parte di questa nota.

A complemento delle notizie date, citerò alcuni risultati conseguiti dal Dipartimento di ricerche scientifiche ed industriali inglese, dal 1921 al settembre 1926.

(Gli apparecchi utilizzati per i rilevamenti furono identici, e le stazioni di esperienza trasmisero su onde comprese fra 300 e 20000 m.)

a) - L'errore dovuto all'influenza del suolo sulle propagazioni delle onde è contenuto nel limite di qualche grado.

b) - L'errore dovuto alla riflessione delle onde sul suolo non è apprezzabile.

c) - Gli errori prodotti dagli ostacoli locali possono raggiungere perfino 22°. L'errore minimo non risultò mai inferiore a 2°.

d) - L'errore dovuto alla presenza di colline può raggiungere anche 10°. In generale esso è contenuto entro 2°.

e) - L'errore derivante dalla presenza delle coste per onde superiori a 2000 m. è inferiore a 1°, e per onde comprese fra 450 e 600 m. può raggiungere i 4°.

f) - L'errore dovuto alle deviazioni notturne non è stato definito in modo rigoroso.

In anni diversi ed in stagioni diverse, si ottennero risultati disparatissimi per trasmissioni identiche. Però, sulle onde lunghe, l'errore non supera i 5°.

g) - L'errore dovuto alle grandi altitudini non è stato determinato dal suddetto dipartimento. Valgono perciò i risultati conseguiti dal MESNY nelle esperienze citate.

Gli errori dovuti agli apparecchi od agli impianti radiotelegrafici installati nelle vicinanze dei radiogoniometri, sono quelli che esaminerò in seguito con qualche dettaglio.

a) - **Errore dovuto all'inclinazione dell'asse del quadro.**

Tale errore risulta di circa un grado, quando l'asse del telaio risulta inclinato di 25°. È perciò necessario, negli impianti radiogoniometrici, di assicurarsi della perfetta verticalità dell'asse di rotazione del telaio.

b) - **Errore dovuto all'eccentricità.**

Tale errore si verifica quando il centro del quadrante graduato non si trova esattamente sull'asse geometrico di rotazione del quadro.

La ricerca dell'eccentrictta è assai facile.

c) - **Errore derivante dall'avvolgimento.**

Tale errore deriva dal fatto che le spire risultano avvolte ad elica, per cui una stessa spira non risulta contenuta in un piano verticale. Però l'errore originato da tale montaggio, nelle condizioni più sfavorevoli, non supera un quarto di grado.

Facendo degli avvolgimenti a spire piatte, l'inconveniente è quasi del tutto eliminato.

d) - **Errore dovuto ad un aereo vicino.**

La presenza di un circuito in risonanza in prossimità del quadro, falsa il rilevamento ed impedisce il silenzio.

A titolo di esempio cito l'errore prodotto da un'aereo alto circa 50 m. posto alla distanza di un chilometro dal radiogoniometro. Tale errore è stato riscontrato di circa 1°.

Se l'aereo non è accordato l'errore diminuisce, ma è sempre apprezzabile.

e) - **Errore dovuto ad un telaio vicino.**

Tale errore è meno sensibile di quello originato dalla presenza di aerei.

Alcune esperienze eseguite dal MESNY hanno potuto assodare che la distanza fra due quadri che devono intercettare la stessa

onda non deve essere mai inferiore a 30 m. Qualora debbano ricevere onde diverse, detta distanza può ridursi fino a 15 m., purchè le onde intercettate differiscano di un centesimo l'una dall'altra.

f) - Errori diversi.

Altri errori nel rilevamento derivano:

1° - Dai fili conduttori delle oscillazioni del quadro al ricevitore quando non siano convenientemente disposti. Però gli scarti dovuti a tale fatto sono, in generale, trascurabili.

2° - Dall'imperfetto accordo fra i circuiti di ricezione.

3° - Dalla vicinanza degli amplificatori al quadro, i quali originano degli accoppiamenti per reazione.

4° - Dall'imperfetto schermaggio dei ricevitori, i quali specie nella ricezione delle onde persistenti, influenzano colle oscillazioni proprie l'aereo ricevente.

5° - Dalle masse metalliche vicino agli impianti di bordo.

L'influenza di tali masse è sensibilissima e sulle navi da guerra può condurre ad errori di 15°.

II - Compensazioni.

Le compensazioni hanno per scopo di ristabilire la simmetria del quadro riportandolo alle condizioni di principio e di eliminare sensibilmente, con circuiti compensati, schermaggi accurati e curve di correzione, gli errori di rilevamento dovuti all'imperfetta sistemazione dell'apparecchio ed alle condizioni locali d'impianto.

Dal punto di vista teorico, il problema delle compensazioni fu studiato a bordo dal MESNY il quale, sin dal 1920, diede delle formule abbastanza approssimate e dei suggerimenti preziosissimi per la compensazione degli errori.

Per compensare le dissimetrie elettriche del quadro egli suggerì:

1° - L'aggiunta di un condensatore addizionale fra la terra e uno dei capi del telaio.

2° - Il collegamento in derivazione al condensatore d'accordo del telaio di un speciale condensatore a tre armature, di cui l'intermedia sia messa stabilmente a terra.

3° - Di connettere il centro del quadro al filamento del triodo d'ingresso del ricevitore, onde attenuarne le dissimetrie.

Per compensare le deviazioni prodotte dalle condizioni d'impianto e dalle masse metalliche di bordo, egli suggerì, per le navi da guerra aventi una corrazza metallica abbastanza grande, di adottare una formula abbastanza approssimata.

Le conclusioni cui giunse sono le seguenti:

a) - La deviazione non è del tutto indipendente dalla lunghezza d'onda.

b) - La curva ha forma quadrantale (1) con massimi in corrispondenza ai 45°, 135°, 225°, 315°.

c) - Il rilevamento osservato è sempre più vicino all'asse della nave del rilevamento vero.

d) - La pendenza della curva è più forte in corrispondenza dell'asse trasversale anzichè dell'asse longitudinale.

Lo stesso MESNY suggerì una formula analoga per i rilevamenti fatti a bordo di dirigibili e di aeroplani.

Per gli impianti fatti a bordo di autocarri, le formule di MESNY non corrispondono più al caso reale. Necessita perciò effettuare il rilevamento della curva quadrantale col metodo ottico e radiogoniometrico in corrispondenza delle onde, la cui frequenza differisca di un miriaciclo.

Lo sviluppo in serie di FOURIER dei rilevamenti fatti, consente di determinare quasi tutte le cause di errori commessi nell'impianto: errori dovuti particolarmente a masse metalliche distribuite intorno al radiogoniometro.

Per dare un criterio pratico dell'entità delle armoniche, esaminiamo il rilevamento fatto dai Dott. FISCHER e LEIB della Telefunken sulla nave **Braunschweig:** rilevamento riportato nella rivista *Telefunken Zeitung* del gennaio 1926.

---

(1) Denominazione impropria dovuta al MESNY essendo in realtà la curva ottantale più che quadrantale.

Detto f lo scarto angolare, q l'angolo del rilevamento radiogoniometrico, lo sviluppo della curva risulta il seguente:

$$f = A + B.\ \text{sen}\ q + C\ \cos\ q + D\ \text{sen}\ 2q + E\ \cos\ 2q + \\ + F\ \text{sen}\ 3q + G\ \cos\ 3q + K\ \text{sen}\ 4q + L\ \cos\ 4q + \ldots.$$

Dai valori rilevati per l'onda di 1000 m. risultano:

$$A + - 0{,}62;\ B = + 1{,}38;\ D = + 11{,}37;\ K = 1{,}04^{\circ}$$

In questo esempio B risulta eccezionalmente grande mentre in generale esso non supera mezzo grado.

I restanti valori, C, E, F, G, L, risultano tutti inferiori a 0.4°.

L'espressioni fisiche dei termini suddetti, dopo esperienze e calcoli, sono risultate così definite:

A, caratterizza un errore di lettura costante dipendente dallo spostamento della scala del goniometro oppure dall'apparecchio di confronto ottico.

Tale errore si elimina correggendo gli strumenti.

B, deriva dalla presenza di oggetti metallici agenti elettricamente come aerei situati a metà della nave i quali originano un campo Z proporzionale all'onda in arrivo.

C, deriva, analogamente, da aerei posti trasversalmente alla nave.

I campi originati da B e C potrebbero essere compensati da due aerei ausiliari: uno situato in mezzo alla nave, e l'altro trasversalmente, oppure ridotti al minimo scegliendo la posizione più appropriata del radiogoniometro a bordo della nave.

D e K, derivano dalla presenza lungo gli assi e intorno alla nave di grosse strisce metalliche, le quali producono un campo che turba la radiogoniometrazione.

L'effetto di dette corazze potrebbe essere compensato con bande metalliche disposte in guisa da creare campi riflessi di ampiezze uguali a quelle dei campi perturbatori e di fase opposta.

La compensazicne può arrivare sino a 2°.

Il valore E è sempre molto piccolo, ed in casi eccezionali può essere compensato a mezzo di una banda metallica posta verso i 45°.

Gli altri valori sono tutti trascurabili.

Come si vede, l'armonica preponderante è la seconda D sen $2q$, la quale dev'essere più particolarmente compensata.

Per impianti fatti a bordo di aeromobili e di autocarri la compensazione riesce assai difficoltosa data la disuniforme distribuzione delle masse metalliche perturbatrici.

Dopo una serie accurata di esperienze da me eseguite verso la fine dello scorso anno, alla presenza degli ingegneri delegati dalle ditte costruttrici su auto-radiogoniometri Marconi, Telefunken, Radio Italia e Du Bourg, mi sono formato il convincimento che convenga utilizzare radiogoniometri con ricevitori schermati e tener conto delle curve di correzione per effettuare il rilevamento con maggior precisione.

*
* *

La radiogoniometrazione delle onde al disotto dei 300 m. ha interessato i tecnici delle principali case costruitrici del mondo. La Telefunken per opera del Dott. LOCK e degli Ingg. NICHELSEN e LEIB ha condotto una serie interessante di esperienze con radiogoniometro a spostamento azimutale e zenitale sulle onde di lunghezza inferiore ai 300 m.

Detti tecnici hanno affermato che mentre è possibile, con metodi adatti di compensazione (antenna aperiodica accoppiata al telaio) trovare uno zero abbastanza netto e determinare così la direzione esatta del fronte dell'onda, non è del pari possibile risalire da questa alla direzione della stazione trasmittente.

La ragione di questo insuccesso - secondo i tecnici predetti - sta nel fatto che le accidentalità del terreno (alberi, case, fili e condutture di ogni genere) sotto l'eccitazione delle altissime frequenze r. t. diventano sedi di correnti di eguale frequenza e funzionano come altrettanti centri di emissione. L'onda che incide sul radiogoniometro è quindi la risultante di quella principale proveniente dalla stazione trasmittente e di quelle secondarie locali. Le deformazioni del fronte dell'onda possono diventare considerevolissime, non solo, ma poichè l'ampiezza e la fase delle emissioni secondarie variano sia con la lunghezza dell'onda, sia con le con-

dizioni atmosferiche ed igroscopiche locali, l'onda risultante non presenta una deformazione costante per una stessa località.

È noto che le accidentalità producano deformazioni del fronte, anche per le onde lunghe, ma queste deformazioni essendo, entro ampi limiti, indipendenti dalla lunghezza d'onda e dalle condizioni atmosferiche (salvo la nota anomalia crepuscolare), è possibile determinare una volta per tutte e con l'aiuto di emissioni conosciute, l'errore che si commette in ciascuna direzione dell'orizzonte su una lunghezza d'onda media, e valersi poi di questa determinazione (cioè delle cosidette curve quadrantali), per correggere i rilevamente fatti, e trovare così la direzione della stazione trasmittente.

Alcune esperienze eseguite da MESNY e dall'Ing. BELLINI dimostrano invece la possibilità di radiogoniometrare, con successo, onde comprese fra 100 e 300 m. a distanze non superiori a 20 Km. e su terreni pianeggianti e sgombri di ostacoli perturbatori.

Nell'estate scorsa dopo una serie di esperimenti eseguiti col radiogoniometro Radio Italia nella campagna romana, mi sono convinto che alle piccole distanze in terra ferma ed in terreni lievemente ondulati, sia possibile la radiogoniometrazione con buon risultato delle suddette onde da 100 a 300 m. Difatti, l'errore trovato per l'onda di 150 m. è risultato in media di 2° 10' alla distanza di circa 18 Km.

8. - Emissione direttive, radiofari e problemi generali di rilevamento.

A - Emissioni direttive.

Le emissioni direttive possono effettuarsi con aerei a coda, telai rettangolari, specchi parabolici, e con aerei multipli.

La migliore dirigibilità delle onde in una determinata posizione si ottiene con gli specchi elettromagnetici.

Le emissioni direttive servono molto alla navigazione aerea per far si che il dirigibile, od il velivolo, non esca da una determinata rotta.

Servono altresì per le trasmissioni militari segrete.

Le onde medie e corte sono più facilmente utilizzate in tali impianti.

Trascuro di parlare degli aerei destinati all'irradiazione nel senso verticale perchè non interessano da vicino la radiogoniometria.

Passo quindi a parlare succintamenie dei radiofari.

B - **Radiofari.**

S'intendono per radiofari due tipi d'impianti.

Un primo tipo è costituito da una stazione trasmittente la quale irradia di tempo in tempo, oppure con continuità, alcuni segnali caratteristici su di una prestabilita lunghezza d'onda.

Le navi e gli aeromobili muniti di radiogoniometro, effettuano per loro conto il rilevamento della loro posizione rispetto ai trasmettitori faro.

Un secondo tipo, che evita l'impiego dei radiogoniometri di bordo, é il seguente:

Un trasmettitore centrale irradia successivamente su di una serie di aerei a coda disposti secondo la rosa dei venti intorno al trasmettitore, dei segnali radiotelegrafici diversi, come potrebbero essere le cifre 1, 2, 3 ecc. della serie dei numeri interi.

Il radiotelegrafista di bordo, utilizzando un semplice ricevitore ad aereo, prende nota delle cifre o meglio dei numeri ricevuti con maggiore intensità e ne deduce così la direzione del trasmettitore e quindi a mezzo di carte opportune (in dipendenza della distanza) determina la sua posizione geografica.

Un radiofaro di questo tipo funzionò a CLEVÉS durante la guerra mondiale e servì egregiamente all'orientamento degli aeromobili.

I sistemi di radiofari a due quadri fissi, ad uguaglianza di suoni ricevuti e a variazione di lunghezza d'onda, hanno avuto impiego limitato durante la guerra e sono risultati utili solo a distanze di poche decine di chilometri. I radiofaro per onde corte sperimentato da MARCONI nell'isola di Inchkeith, consiste in uno specchio parabolico che irradia un fascio polarizzato di oscillazioni.

Facendo girare lo specchio intorno ad un asse coincidente con l'aereo irradiante, si ottiene un fascio rotante di oscillazioni analogo al fascio luminoso dei fari marini. Con questo sistema MARCONI ottenne un rilevamento affetto dal solo errore di 3° ad una distanza di 13 miglia marine.

Anche in questo campo quindi la mente geniale di MARCONI lascia una indelebile traccia.

Uno studio analitico sull'impiego dei radiofari nella navigazione aerea è stato fatto recentemente da MESNY.

Le conclusioni teoriche concordano coi risultati pratici.

C - Problemi generali di rilevamento.

1. - Rilevamento direzionale di una stazione fissa in terra ferma.

Messo in stazione il radiogoniometro al punto *G*, si effettueranno tutte lo operazioni necessarie per il funzionamento del posto e la ricerca della stazione *X*.

Uditi i segnali di detta stazione, si passerà alla determinazione direzionale, ruotando il volantino del goniometro fino ad ottenere il minimo suono od il silenzio al telefono rivelatore.

Dalla teoria è noto che il silenzio si otterrà per due angoli del goniometro: α', α'' differenti fra loro di circa 180°.

Alla media aritmetica di detti angoli si otterrà e si aggiungerà un angolo retto:

$$\frac{\alpha' + \alpha''}{2} = \alpha''',$$

onde: $\alpha_1' = \alpha''' - 90°$; $\alpha_1'' = \alpha''' + 90°$.

Gli angoli medi α_1' e α_1'' saranno corretti in base alle curve di correzione relative all'onda intercettata e si otterranno così gli angoli geografici α_2' ed α_2''.

Ciò posto giovandosi della carta geografica al 25.000, sulla quale sarà fissata la posizione *G* del radiogoniometro si segneranno, a mezzo di un goniometro, i due angoli α_2' ed α_2'', e si otterranno così le due direzioni *G X* e *G X'* quasi coincidenti (fig. 27).

* * *

Per i radiogoniometri che consentono la determinazione del senso si uscirà dall'incertezza determinando il verso della stazione emittente.

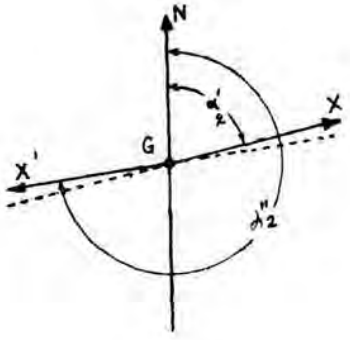


FIGURA 27.

2. - Rilevamento di posizione di una stazione fissa in terra ferma.

Per determinare la posizione di una stazione trasmittente fissa in terra ferma, basterà giovarsi di due radiogoniometri, possibilmente di caratteristiche identiche, disposti a distanza conveniente fra loro, e rilevare direzionalmente la stazione emittente (fig. 28).

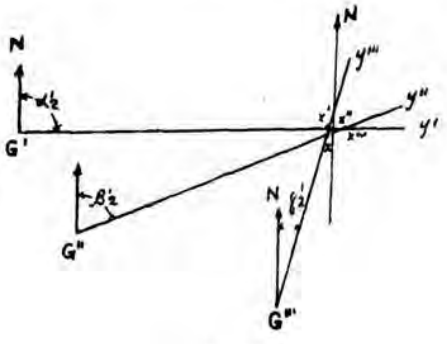


FIGURA 28.

Perciò, siano G' e G'' i due radiogoniometri e X la stazione da determinare. La sua posizione sarà individuata dalla

intersezione delle rette $G'\,Y'$ e $G''\,Y''$ che caratterizzano le direzioni ricavate col procedimento del paragrafo precedente.

Qualora si impieghino tre radiogoniometri, la posizione della stazione risulterà definita con maggior precisione dal baricentro del triangolo formato dalle rette $G'\,Y'\;G''\,Y''\;G'''\,Y'''$.

3. - Rilevamento del punto nave.

a) - Rilevamento a mezzo di due stazioni r. g. costiere.

La risoluzione di tale problema è analoga a quella esaminata nel paragrafo precedente.

b) - Rilevamento a mezzo di stazioni r. g. di bordo.

Tale rilevamento può avvenire - a seconda dei casi - in due modi distinti:

1° - attraverso il rilevamento simultaneo di due o più stazioni faro;

2° - attraverso il rilevamento di una sola stazione faro ad intervalli di tempo determinati col metodo del trasporto del rilevamento.

1) Nel primo caso, (fig. 29) essendo nota la posizione delle stazioni faro A, B, C si rileveranno: gli angoli radiogoniometrici in G, α, β, γ; gli angoli di bussola relativi e le ore del rilevamento. Quindi, in base alle curve quadrantali e di correzione della bussola, si dedurranno gli angoli veri α_3', β_3', γ_3', i quali diminuiti rispettivamente di 180° formeranno gli angoli α_3'', β_3'', γ_3'' sotto i quali le stazioni faro vedono il punto nave G.

Per l'uso delle carte navali serve l'osservazione seguente.

2) Nel secondo caso il procedimento da seguire è basato sul fatto che il rilevamento r. t. - come qualsiasi rilevamento - rappresenta una retta di posizione la quale, analogamente a quanto si pratica per le rette di altezza, si può trasportare parellelamente a se stessa per un cammino non troppo lungo in direzione della rotta della nave, allo scopo di riferirla allo stesso istante di una successiva osservazione.

Pertanto sia G' (fig. 30) il punto d'incontro del rilevamento $T\,t$ col meridiano locale nell'istante t, si tracci la retta $G'\,A$

parallela alla rotta seguita dalla nave durante l'intervallo, ($t' - t$) trascorso dall'istante in cui si è preso il rilevamento. Su detta retta si stacchi il segmento m uguale al cammino percorso dalla nave nell'intervallo anzidetto e per il punto A la retta T' t' parallela al rilevamento preso. Questa retta é il rilevamento trasportato e costituisce la nuova retta di posizione.

In luoghi di correnti marine, nel computare il cammino della nave nell'intervallo considerato, bisognerà tener conto delle velocità e direzioni delle correnti come di altrettante rotte seguite dalla nave stessa.

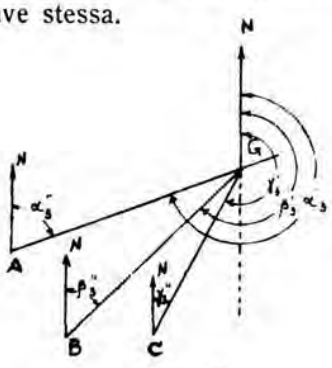


FIGURA 29.

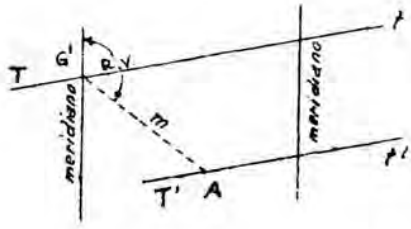


FIGURA 30.

Tali trasporti permettono di rendere simultanei due o più rilevamenti di una stessa stazione, in modo da avere dal loro incontro il punto esatto della nave all'istante dell'ultima osservazione.

4. - Rilevamento del punto aeromobile (dirigibile o aeroplano).

Il rilevamento del punto aeromobile può anche effettuarsi in due modi distinti:

a) - a mezzo di stazioni r. g. terrestri;

b) - a mezzo di stazioni r. g. di bordo (servendosi di stazioni faro terrestri).

Nel primo caso il procedimento è analogo a quello seguito per la determinazione del punto nave a mezzo di stazioni r. g. costiere.

Però il rilevamento dell'aeromobile risulta più difficoltoso, sia per la forma caratteristica che assume l'aereo di bordo e quindi il

campo irradiato, sià perchè i rilevamenti variano in modo incostante con l'altezza dell'aeromobile rispetto al radiogoniometro, sia, infine, perchè varia rapidamente la distanza dell'aeromobile stesso del radiogoniometro.

La figura 31 mostra che l'angolo α che il radiogoniometro fa con la direzione dei segnali, varia a seconda che l'aeromobile marcia in un senso o in senso opposto. Detto angolo è nullo quando l'aeromobile si dirige verso il radiogoniometro.

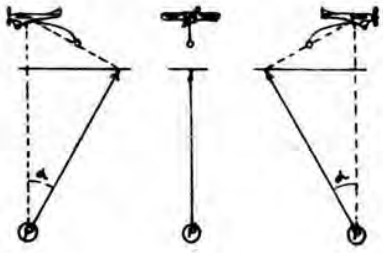


FIGURA 31.

Per il R. G. Telefunken la figura 32 mostra gli errori fatti nella lettura dell'angolo α in rapporto alla distanza dell'aeromobile dalla stazione di rilevamento ed all'altezza di esso dal suolo.

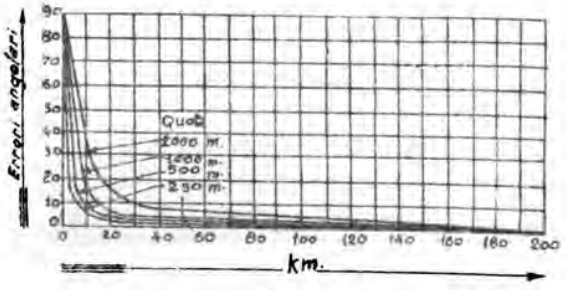


FIGURA 32.

La figura 33 indica gli errori di lettura del radiogoniometro in relazione all'altezza dell'aeromobile.

La figura 34 indica la direzione di volo dell'aeromobile in relazione agli angoli letti al radiogoniometro.

In generale il rilevamento si esegue simultaneamente a mezzo di due o più radiogoniometri e si prende la media delle misure fatte.

Qualora si tratti di aeromobile amico il quale chieda indicazioni circa la sua rotta, il rilevamento assume maggior esattezza perchè il pilota su indicazioni del personale addetto al radiogoniometro compie dei circoli a raggio minimo tenendosi sempre alla medesima quota, e facendo nel medesimo tempo, delle regolari trasmissioni.

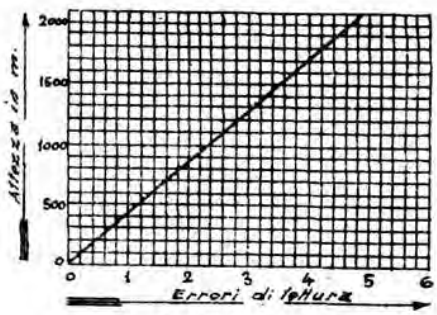


FIGURA 33.

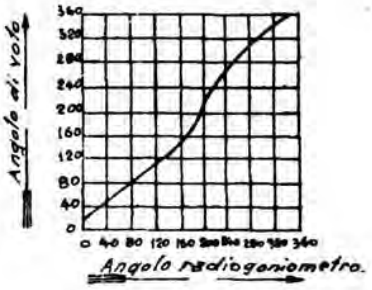


FIGURA 34.

L'errore controllato col radiogoniometro Telefunken alla distanza di circa 200 Km. si aggira intorno al 10 % della distanza stessa.

*
* *

Nel secondo caso, il rilevamento viene fatto, a mezzo dello stesso ricevitore radiogoniometrico di bordo, con criteri enaloghi a quelli eseguiti per il rilevamento a bordo di navi.

Il rilevamento delle curve quadrantali e di bussola è assai complicato, e si effettua, in generale, facendo ruotare su di una piattaforma girevole l'aeromobile da fermo, ma col motore in funzione.

I criteri da adottare per tale rilevamento sono analoghi a quelli seguiti per rilevamenti fatti su autoradiogoniometri (vedi Bollettino R. T. n. 4 del 1927).

Tracciati sulle carte geografiche dei rilevamenti fatti a distanze comprese fra 30 e 200 Km.

Per effettuare il tracciato del rilevamento sulla carta geografica, alle distanze suddette interessa conoscere se il punto di cui si sa con esattezza la posizione sia quello ove è situato il radiogoniometro oppure sia quello ove è situato il trasmettitore. Nel primo caso il punto geografico del luogo cercato è definito dalla ortodromica $A\,B\,C$ - o arco di cerchio massimo - passante per il punto A (fig. 35) e facente col meridiano del luogo l'angolo Z osservato.

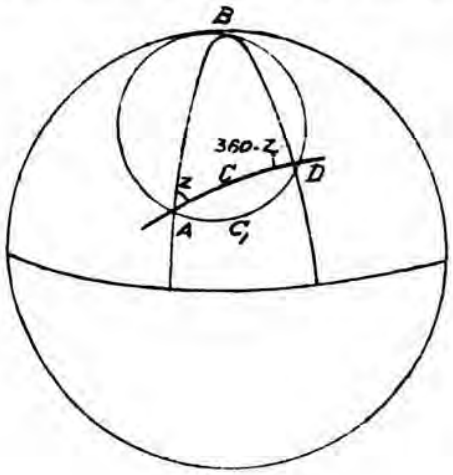


FIGURA 35.

Nel secondo caso (in cui la nave rilevi una stazione faro a terra), il punto nave da determinare risulta definito dalla curva $A\,C_1\,D$, d'onde si vede l'arco $A\,B$ sotto l'angolo sferico costante D $360° - Z$.

Il problema ammette varie soluzioni a seconda della distanza.

TRACCIATO DELLE ORTODROMICHE. — L'immagine sulla carta marina del Mercatore di un arco di cerchio massimo, si può tracciare soltanto per punti e tangenti.

Due metodi servono allo scopo: il metodo di GIVRY, ed il metodo di MARGUET, che forniscono con molta approssimazione il punto cercato e questi metodi vengono utilizzati in marina.

Nel caso delle grandissime distanze occorre impiegare le formule esatte della trigonometria sferica onde individuare il punto sulle carte ortodromiche o sulle carte gnomoniche.

Un interassantissimo studio al riguardo è stato recentemente fatto dal Bureau of Standard per la navigazione americana, al quale rimando agli studiosi.

9. - Conclusioni.

Gli errori talvolta cospicui esaminati nel capitolo della propagazione delle onde, non riguardano la radiogoniometria ordinaria che si effettua alle medie e piccole distanze sul mare ed in terra ferma e però i dubbi, eventualmente sorti, sono subito dissipati.

Ciò nonostante, volendo estendere l'uso della radiogoniometria anche alle distanze grandissime, occorrerà precisare gli errori dovuti agli ostacoli naturali, attraverso lunghe serie di osservazioni.

Molti progressi bisognerà ancora fare nello studio dei fenomeni atmosferici per contribuire a mezzo di radiogoniometri sensibili utilmente alla risoluzione dell'interessante problema metereologico della previsione del tempo.

La radiogoniometria alle medie e piccole distanze, per onde non inferiori a 300 metri, potrà avvantaggiarsi sensibilmente dei nuovissimi tipi di radiogoniometri che utilizzano ricevitori a valvola.

La radiogoniometria alle medie e piccole distanze e per onde inferiori ai 300 m., dev'essere presa in attento esame dagli Istituti scientifici militari perchè interessa la ricerca dei piccoli trasmettitori nemici costruiti, in generale, per onde corte.

Allo scopo di rendere più rapidi e precisi i rilevamenti, un altro argomento importante, sul quale richiamo l'attenzione dei tecnici specializzati, è lo studio della compensazione degli errori.

Le più grandi nazioni del mondo sono interessate alla risoluzione completa del problema della radiogoniometria che interessa il loro traffico mercantile e la loro difesa.

L'Inghilterra, difatti, avendo prevista l'importanza che in una futura guerra potrebbe avere la radiogoniometria alle piccole

distanze, ha indetto gare fra radio amatori per la ricerca e l'ubicazione di piccoli trasmettitori campali.

Ha inoltre attrezzati i laboratori del dipartimento delle Ricerche scientifiche ed industriali, di apparecchi di alta precisione ed ha interessato altresì alle ricerche eminenti scienziati: quali FLEMING KENNELLY ecc.

Là Francia continua nello studio dell'argomento per opera sopratutto di FERRIÉ, MESNY e del nostro Ing. BELLINI che lavora per conto della Società S. F. R. di Parigi.

La Germania a mezzo della Sezione studi della Soc. Telefunken e dell'Istituto fisico di Berlino continua a perfezionare i radiogoniometri ed a far ricerche e misure nel campo delle onde corte.

Anch'essa ha interessato allo studio valenti tecnici quali FICHER, LEIB, LOCK ecc.

L'America, a mezzo dei tecnici della General El. Company, di AUSTIN, ARMOSTRONG ecc., perfeziona ed aggiorna i suoi apparecchi di rilevamento elettromagnetici e studia a fondo il problema della propagazione.

Oggi che in Italia un palpito rinnovatore di vita anima tutti i cittadini e li spinge verso le vette della gloria nei deserti, sui mari e nei cieli, oggi che un possente amore affratella gli italiani disseminati in tutto il mondo, per volontà di un Governo forte e saggio, occorre che i tecnici italiani, seguendo le orme dei grandi fratelli pionieri, portino il loro valido contributo nello studio della radiogoniometria, onde seguire in tutte le tappe gli italiani in marcia portando loro un respiro di vita nei momenti di pericolo e stroncando - ove occorra - con una gragnuola di proiettili le orde nemiche che tentino eventualmente di varcare il sacro suolo della Patria.

ING. DONATO GILIBERTI
Capitano del Genio Militare

BIBLIOGRAFIA

1. — L. W. AUSTIN . - L'inclinazione del fronte d'onda in radiotelegrafia », *Journ. Washington Academy of Sciences*, **11,** 4 marzo 1921, 101-107.
2. — T.-L. ECKERSLEY. - Rifrazione delle onde elettriche », *Radio-Review*, **1,** giugno 1920, 421-428.
3. — FERRIÉ, R. JOUAUST, A. PEROT. - Studi di radiogoniometria », *C. R.*, **172,** gennaio 1921,54.
4. — G.-W. PICKARD. - La direzione e l'intensità delle onde delle stazioni europee », *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **10,** giugno 1922, 161-176.
5. — E. GHERZI. - « Rilevamenti radiogoniometrici a Sciangai », *Onde Électr.*, **3,** novembre 1924, 530-535.
6. — B. LYOT. - « Studio d'un caso particolare d'effetto d'antenna su di un quadro radiogoniometrico », *Onde Électr.*, **3,** novembre 1924, 530-535.
7. — E. BELLINI. - « Un nuovo radiogoniometro », *Onde Électr.*, **3,** maggio 1924, 233-254.
8. — HOLLINGWORTH. - Misure radiogoniometriche con il sistema R. A F. », *Radio Review*, **2,** giugno 1921.
9. — HORTHON. - « Radiogoniometria sulle navi corrazzate », *Iourn. Am. Inst. El. Eng.*, **61,** 1923.
10. — MARGUET. - « Tracciato d'un rilevamento radiogoniometrico », *Radio-Electricité*, **3,** marzo 1922, 110-112.
11. — GERNEZ. - « Tracciato sulla carta delle linee di rilevamento costante di un punto terrestre », *Onde Électr.*, **2,** luglio 1923, 406-410.
12. — CHAUDLER. - « La dirigibilità per mezzo della T. S. F. in aeronautica », *Journ. Inst. El. Eng.*, **61,** luglio 1923, 803-811.
13. — FRANCK - « Misure radiogoniometriche in aeroplano », *Onde Électr.*, **3,** febbraio 1924, 6570.
14. — MESNY et LARIVIÈRE. "*Eliminazione delle perturbazioni dovute ai circuiti d'accensione nella ricezione a bordo di aeromobili*". - Brevetto francese, n° 573.676, 23 febbraio 1923.
15. — KULEBAKIN. - « Perturbazioni dovute ai motori di aviazione nella ricezione a bordo », *Elect. tech. Zeits.*, 7 giugno 1923.
16. — ERSKINE-MURRAY et ROBINSON. - « Emissioni dirette di onde elettromagnetiche per i bisogni della navigazione », *Jorn. Inst. El. Eng.*, **40,** marzo 1927, 352-356.
17. — AUSTIN et JUDSON. - Un metodo di misura del campo dei segnali radiotelegrafici e degli atmosferici », *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **12,** ottobre 1924, 521-533.
18. — VALLAURI. - « Misura del campo elettromagnetico », *Elettrotecnica* 1921.

19. — SMITH-ROSE et BARFIELD. - « L'effetto delle condizioni locali su di una installazione radiogoniometrica », *Journ. Inst. El. Eng.*, **61**, 1922, 179-191.

20. — SMITH-ROSE et BARFIELD. - « Effetto delle parti metalliche sotterranee sui radiogoniometri », *Wireless World* e *Radio Review*, **11**, 1922, 165-171.

21. — ENGEL et DUNMORE. - « Un tipo di radiofaro direttivo e sue applicazioni alla navigazione », *Scient. Pap. Bur Stand.*, **19**, n° 480, 5 gennaio, 281-296.

22. — SMITH-ROSE. - « Effetti della forma degli aerei d'emissione sulle direzioni osservate in radiogoniometria » *Journ. Inst. El. Eng.*, **62**, novembre 1924, 957-964.

23. — A. ESAU. - « Rahmen- und Goniometerpeilanordnugen », *Zeitschrift für Hochfrequenztechnik*, **29**, giugno 1927, 181-190.

24. — L. SACCO. - « Una carta radiogoniometrica di Roma », *Boll. R. T. del R. E.*, luglio 1922, n° 1-bis anno I.

25. — L. SACCO. - « Gli atmosferici », *Boll. R. T. dal R. E.*, n° 3-4 anno II. e n° 1 anno III.

26. — L. SACCO. - « Sulla propagazione delle onde elettromagnetiche », *Boll. R. T. del R. E.*, n° 1 anno V.

27. — L. SACCO e A. CELLONI. - « Nozioni di radiotecnica », - Roma, sett. 1926.

28. — A. CELLONI. - « L'applicazione della radiotelegrafia all'Aeronautica ». - Roma 1923.

29. — R. MESNY. - « Uso del quadro ecc. ». - Paris, Étienne Chiron, Éditeur.

Misura della capacità interelettrodica dei tubi a vuoto

Col continuo progredire della tecnica delle onde corte, si è sentita la necessità di conoscere il valore delle capacità interne dei tubi elettronici. Difatti, in molti impianti moderni, la capacità griglia-placca è usata sovente come capacità del circuito oscillante generatore.

La misura delle capacità placca-griglia; filamento-griglia; filamento-placca; eseguita col ponte tipo Wheatstone suggerita da L. Walsh (Proc. Inst. Radio Eng. Volume 16 N. 4, Aprile 1928 pag. 482), oltre a riuscire abbastanza difficoltosa, non fornisce valori del tutto corrispondenti alla realtà, perchè effettuata in condizioni molto diverse da quelle di normale impiego e per frequenze assai discoste dalle frequenze impiegate in radiotelegrafia.

Lo scrivente, sin dal febbraio 1928, in una memoria riguardante le norme di collaudo dei tubi elettronici, presentata al Comitato Superiore Tecnico-Sezione R. T., propose di effettuare la misura delle capacità interelettrodiche in alta frequenza giovandosi dei due metodi seguenti.

1° **Metodo** - (fig. 1-*a-b*). Si utilizzi una eterodina tarata con milliamperometro di controllo (fig. 1-*a*) e la si faccia oscillare sull'onda alla quale ordinariamente dovrà funzionare il tubo di cui si vogliono conoscere le capacità interelettrodiche (placca-griglia; filamento-griglia; filamento-placca). Si sintonizzi, sull' onda dell' eterodina un circuito generatore (fig. 1-*b*) avente un

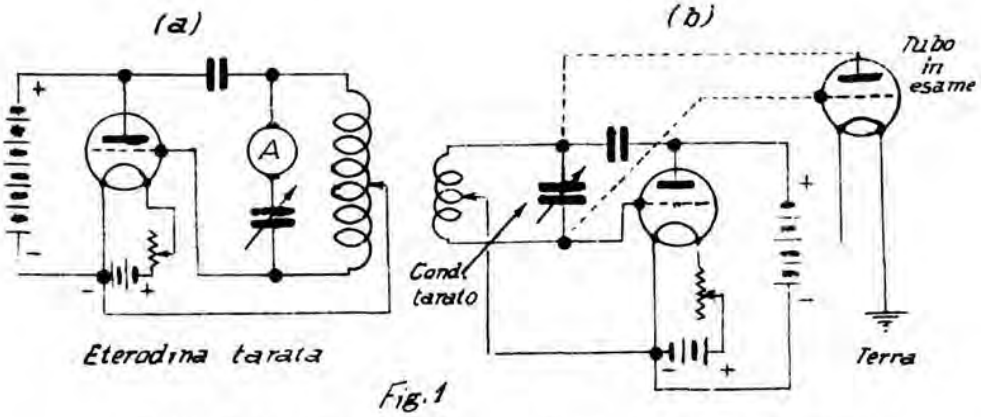


Fig. 1

condensatore ad aria tarato a variazione lineare di capacità nel circuito oscillante. Si legga la capacità del condensatore tarato in corrispondenza del raggiunto accordo (massima diminuzione di corrente al milliamperometro). Ciò posto, si connettano in parallelo al detto condensatore tarato gli elettrodi del tubo, fra i quali si vuol misurare la capacità e si metta a terra l'elettrodo libero. Indi si vari il condensatore tarato (fig. 1-*b*) finchè sia realizzato di nuovo l'accordo. La differenza fra le due letture (fatta a mezzo della curva di taratura del condensatore) darà la capacità cercata.

2° **Metodo** - (fig. 2-*a-b*). Qualora si disponga di una eterodina con milliamperometro di controllo (fig. 2-*a*) analoga al tipo precedente e di un

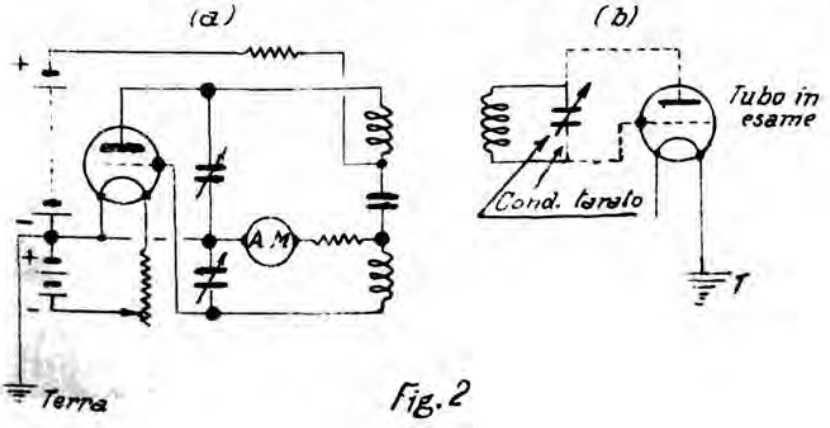


Fig. 2

circuito oscillante provvisto di condensatore ad aria tarato a variazione lineare di capacità, la misura procederà nella maniera seguente:

Si faccia oscillare l'eterodina sull'onda alla quale ordinariamente dovrà funzionare il tubo di cui si vogliono conoscere le capacità interelettrodiche. Si accordi sull'onda dell'eterodina il circuito oscillante (fig. 2-*b*). In tale condizione, il milliamperometro di controllo segnerà una diminuzione di corrente dovuta all'assorbimento del circuito oscillante sintonizzato. Si legga la capacità del circuito tarato in corrispondenza del raggiunto accordo.

Ciò fatto, si connettano in parallelo al detto condensatore tarato gli elettrodi del tubo fra i quali si vuol misurare la capacità e si metta a terra l'elettrodo libero. Quindi si vari il condensatore tarato (fig. 2-*b*) finchè sia realizzato il nuovo accordo.

Analogamente a quanto avviene nel metodo precedente, la differenza fra le due letture (fatta a mezzo della curva di taratura del condensatore) fornirà la capacità cercata.

Ciò che più interessa nella misura delle capacità interelettrodiche è la conoscenza della capacità placca-griglia la quale si effettua nei triodi, col filamento messo a terra.

Durante la misura il tubo in prova dev'essere spento.

A titolo di esempio cito i seguenti risultati sperimentali (vedi Tabella 1):

TABELLA 1.

Capacità	Tipo e costruzione del tubo elettronico								Osservazioni
	Marconi M. T. 4	Marconi M. T. 1	Marconi D. E. T. 1	Valea G. L. 10	Fotos E. 4 N.	S. F. R. E. 754	Castilla A. T. 1	Philips Z. 4	
	cm.	cm.	cm.	cm.	cm.	cm.	cm.	cm.	La *misura* è stata eseguita su onde di 60 e 100 m. I risultati sono stati identici.
Placca-griglia	12,25	10 —	16,25	10 —	8 —	17,5	20 —	17,75	
Griglia-filam.	10 —	9,25	15 —	8,5	7,75	18 —	18,25	15 —	
Placca-filam.	9,40	9 —	14,30	8 —	7,75	13,75	15 —	14,25	

La misura eseguita col 2° metodo riesce abbastanza rapida ed è perciò di facile impiego nei collaudi di numerosi tubi elettronici, per i quali sia prescritta la conoscenza della capacità interelettrodica.

Nei reparti radiotelegrafici e nelle stazioni della rete r. t., ove facilmente sono a disposizione eterodine e condensatori tarati, lo scrivente raccomanda che sia eseguita la misura della capacità perchè si possa sostituire impunemente una valvola essaurita con un'altra che non alteri sensibilmente il valore dell'onda emessa. Tale misura è essenziale quando la stazione utilizzi come capacità del circuito oscillante la capacità placca-griglia del tubo oscillatore.

ING. DONATO GILIBERTI
Capitano del Genio Militare

Direttore responsabile: Prof. G. VANNI.

Anno 8° - N. 3. Maggio-Giugno 1929-A. VII.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO

DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino Radiotelegrafico del R. Esercito

SOMMARIO:

Sen. O. M. CORBINO - Sul funzionamento del triodo con forte accoppiamento magnetico fra circuito di placca e circuito di griglia.

Ing. ACHILLE CELLONI. - La ricezione r.t. sugli aeroplani.

T. Col. C. MICHELETTA. - Tubi a resistenza autoregolatori di corrente.

Gen. FERRIÉ. - Alcune nuove applicazioni della T. S. F.

W. A. BARCLAY. - La rappresentazione algebrica delle caratteristiche di un triodo.

Cap. DONATO GILIBERTI. - Un'equazione abbastanza approssimata per il tracciamento della caratteristica globale dei triodi.

ABBONAMENTO.

ANNUO (6 numeri). . . . L. 12
UN NUMERO SEPARATO . . L. 3

Inviare l'importo a mezzo vaglia alla DIREZIONE DELL'ISTITUTO R. T. ED E. DEL GENIO MILITARE, Viale Mazzini 8. ROMA (149)

Roma, Tipo-Lit. Off. R.T. ed E. del Genio Mil. N. 11 - 1929-VII.

Anno 8° - N. 3. Maggio - Giugno 1929 - Anno VII.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino Radiotelegrafico del R. Esercito

Diretto dal Prof. G. VANNI

Sul funzionamento del triodo con forte accoppiamento magnetico fra circuito di placca e circuito di griglia (*)

1. - Un piccolo trasformatore a nucleo di ferro rettilineo costituito da fili molto sottili, e avente il primario A_1 e il secondario A_2 formati da piccole sezioni alternate, così da rendere quasi nulle le perdite di flusso, ha un capo del secondario alla griglia e uno del primario alla placca di una valvola *A* 415 Philips, con interposta una pila di circa 90 Volt (fig. 1). Gli altri capi del primario e del secondario sono uniti tra loro, attraverso a due resistenze r_1 e r_2, di cui il capo comune *F* è poi rilegato al filamento della valvola. Il senso delle connessioni fra il trasformatorino e la valvola è quello proprio per favorire le oscillazioni. Un oscillografo elettronico Western permette di esaminare l'andamento delle correnti e delle rispettive tensioni. A tal fine l'anodo *A* dell'oscillografo è rilegato a *F*, e le due placche P_x, P_y, destinate a produrre la deviazione elettrostatica del fascetto catodico possono rilegarsi agli estremi delle resistenze r_1, r_2 o a un punto intermedio di una grandissima resistenza *R*, partente da *F* e connessa poi o alla

(*) Comunicazione all'Accademia dei Lincei, qui riprodotta per cortese concessione dell'illustre Autore.

placca, come nella figura, o alla griglia. L'oscillografo permette, con la disposizione adottata, di combinare tra loro, ortogonalmente, due qualunque degli spostamenti dovuti alle correnti o alle tensioni. Nel caso della figura, la corrente primaria e una frazione della tensione di placca.

Le oscillazioni che si originano nelle condizioni indicate sono quelle di frequenza musicale studiate dal prof. Mazzotto e delle quali io diedi una spiegazione di massima. Come ebbi allora ad osservare, il regime è caratterizzato da rotture brusche della corrente di placca, e da conseguenti sovratensioni notevoli, di alcune migliaia di Volt. Ad attenuare quest'ultime, che conturbano la

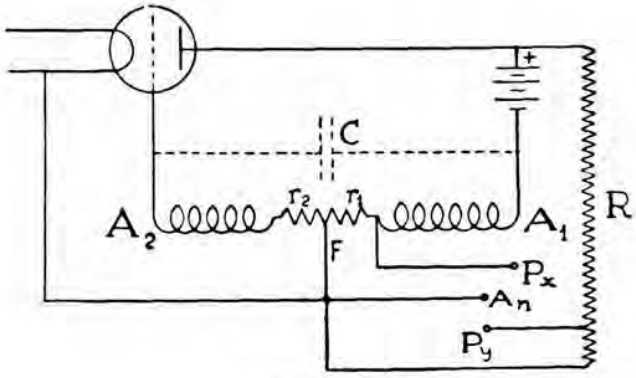


Figura 1.

regolarità del processo, è opportuno inserire una resistenza di circa un megaohm in parallelo sull'avvolgimento A_1 del trasformatore. Nelle presenti esperienze questo aveva in A_1, cioè sulla placca, un numero di spire quadruplo che in A_2. Le tensioni oscillanti più elevate sono perciò sul ramo di placca. Tutto il trasformatore, per eliminare l'azione perturbatrice di eventuali scintilline fra i circuiti, era tenuto immerso in un vaso con olio di vasellina, e sottoposto precedentemente per qualche tempo all'azione del vuoto pneumatico.

2. - Per la stretta vicinanza degli avvolgimenti primario e secondario va considerata come non trascurabile lo loro mutua capa-

cità elettrostatica, di molto superiore a quella propria del sistema griglia-placca. Pertanto le correnti esplorate attraverso r_1 ed r_2 non sono le vere correnti di placca e di griglia, dovendosi pensare come esistente una capacità C derivata fra i capi degli avvolgimenti, capacità che è stata segnata nella figura in linee tratteggiate. Effettivamente nelle esperienze fu aggiunto, al posto segnato, un condensatore di capacità variabile fino a zero, che servì per riconoscere più facilmente gli effetti della capacità mutua degli avvolgimenti e stabilire la continuità fra il regime studiato e quello ordinario degli oscillatori, con accoppiamento misto di induzione e di capacità.

Finchè si trattava dello studio di una sola corrente si poteva del resto esaminare la forma della vera corrente di placca o di griglia intercalando la resistenza r corrispondente, non in F ma immediatamente prima della placca o della griglia.

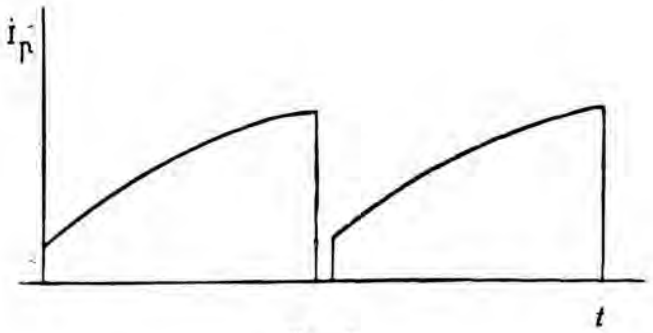


Figura 2.

Esaminando in quest'ultimo modo la corrente di placca, essa risultò analoga alla corrente primaria di un rocchetto di Ruhmkorff; e cioè (fig. 2) raggiunge bruscamente un piccolo valore, prosegue con lenta salita fino a un valore massimo, che è seguito da una brusca caduta a zero e da una brevissima pausa. Se invece si osserva la curva della tensione di placca essa risulta (fig. 3) piccolissima e quasi nulla, per tutta la durata della lenta salita della corrente; solo alla rottura di questa si manifesta una violenta tensione di rottura, che si inverte rapidamente e torna a zero alla ripresa

della corrente primaria. Si può dire cioè che la tensione di placca è attiva solo durante la piccolissima parte del periodo (forse un ventesimo) costituito dalla rottura e dalla brevissima pausa, della corrente di placca; in tutto il resto del periodo è praticamente nulla; sale cioè lentamente fino a un paio di Volt mentre la tensione della batteria è di circa 90 Volt.

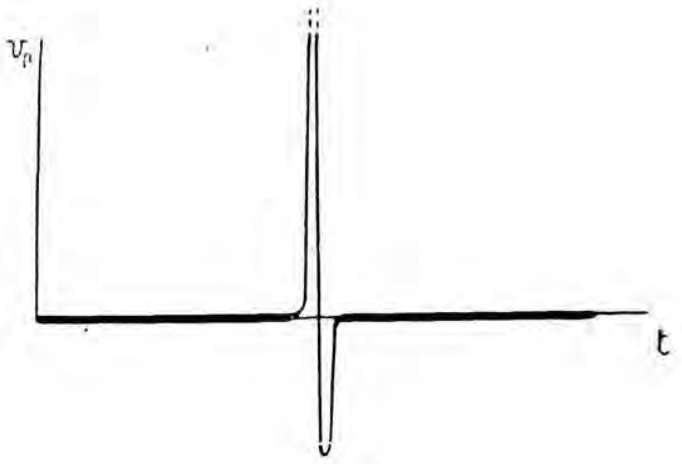


Figura 3.

3. - L'osservazione della corrente di griglia dà la spiegazione di questo piccolo valore della tensione di placca per così lunga parte del periodo. Si trova invero (fig. 4) che la corrente di griglia, che *è dello stesso ordine di grandezza di quella di placca*, si stabilisce di colpo all'inizio della salita della corrente primaria, e poi descresce lentamente fino ad annullarsi poco prima che abbia luogo la rottura della corrente di placca.

Risulta allora manifesta la natura del processo, in stretta analogia col funzionamento del rocchetto di Ruhmkorff in regime di rapide e frequenti interruzioni. Allo stabilirsi della corrente primaria si destano sui due avvolgimenti due tensioni induttive, positiva sulla griglia, negativa sull'avvolgimento primario; quest'ultima è eguale, e compensa la tensione della batteria, cosicchè sulla placca la tensione iniziale è quasi nulla. Si stabiliscono insieme, e improv-

visamente, due correnti, di griglia e di placca, capaci di annullare all'inizio l'azione magnetizzante complessiva sul nucleo; e perciò piccola quella di placca, a molte spire, grande quella di griglia, a poche spire. Poscia il ferro si va magnetizzando, perchè comincia a decrescere la corrente secondaria (griglia) e continua a crescere quella primaria (placca). Ne risulta sul primario una tensione negativa, dovuta alla progressiva magnetizzazione del nucleo; essa sommata con la crescente perdita di tensione ohmica nell'avvolgimento A_2 e nella resistenza r_2 (necessaria per l'esplorazione oscillografica) compensa quasi totalmente la tensione della pila e lascia sussistere sulla placca una piccola tensione per tutta la parte lenta del periodo. Quando tensione e corrente di griglia si sono

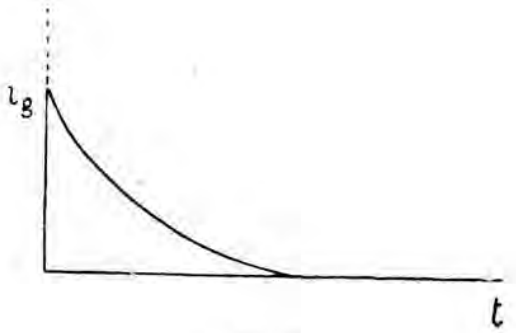


Figura 4.

annullate, la corrente primaria ha già raggiunto, perchè favorita dalla tensione positiva di griglia, un valore superiore a quello normale, e quindi tende a decrescere, con che induce una tensione negativa di griglia che violentemente porta a zero la corrente primaria; invero più rapidamente questa decresce, più elevata è la tensione negativa di griglia indotta dalla diminuzione. È il meccanismo ideale di rottura della corrente primaria in un rocchetto di induzione. La parte più lunga del processo, che gli dà la frequenza musicale, è dunque caratterizzata da una tensione di placca minore di quella di griglia; e poichè le correnti si svolgono con processo lento, le capacità distribuite nel sistema non hanno praticamente alcuna influenza su tale parte del periodo. Invece nella parte breve

che si svolge con una oscillazione violenta della tensione di placca, e della tensione di griglia, quasi contrapposte, le correnti elettroniche di placca e di griglia sono nulle, e la oscillazione che è una sola si svolge come carica e scarica delle capacità varie del sistema. Pertanto l'esplorazione delle correnti, se fatta al punto di collegamento F degli avvolgimenti A_1 A_2, come nella fig. 1, dà la vera corrente di placca o di griglia nella fase lenta, la corrente di capacità nella fase breve.

4. - L'andamento comune della corrente primaria e della tensione, composte ortogonalmente nell'oscillografo, è rappresentato nella fig. 5 che è ottenuta con lo schema della fig. 1. Il tratto molto

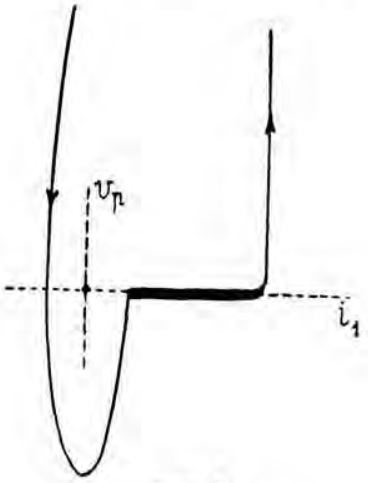


Figura 5.

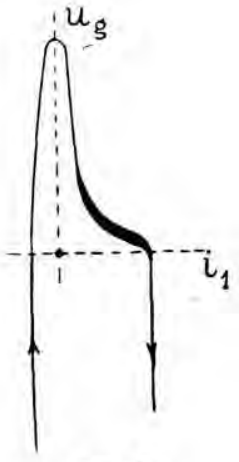


Figura 6.

nero è percorso lentamente, ed è perciò molto luminoso; esso corrisponde alla salita lenta della corrente primaria *mentre la tensione di placca è quasi nulla.* Alla rottura la corrente si annulla rapidamente mentre la tensione sale oltre i limiti della figura. Si ritrova il punto luminoso durante la discesa della tensione di placca, mentre la corrente per la presenza della capacità si è invertita; poscia si inverte la tensione, fino a riprendersi il processo lento. Su questa parte percorsa rapidissimamente e perciò poco luminosa, ha influenza il valore della capacità naturale mutua degli avvolgimenti o

di un condensatore inserito in C, il quale modifica il periodo totale solo per effetto della modificazione di questa parte breve del processo.

La fig. 6 dà invece la composizione ortogonale della corrente primaria con la tensione di griglia. Essa si interpreta facilmente; da notare che durante il processo lento dello stabilirsi della corrente primaria la tensione di griglia è positiva, fino alla fase della brusca rottura.

5.- Una teoria della fase lenta del processo è facile a stabilire, poichè allora sono trascurabili le correnti di capacità. Dato l'accoppiamento completo fra primario e secondario si può porre, detto M il coefficiente di mutua induzione, L_1 e L_2 le self primaria e secondaria, e m il rapporto dei numeri di spire (nel nostro caso 4),

$$M^2 = L_1 L_2 \; ; \; M = m L_2 \; ; \; L_1 = m^2 L_2 \qquad (1)$$

Le equazioni generali, dette v, u, le tensioni di placca e di griglia; i_1, i_2 le corrispondenti correnti, E la f. e. m. della pila ed r_1, r_2 le resistenze degli avvolgimenti, sono

$$u + r_2 i_2 + L_2 \frac{d i_2}{d t} - M \frac{d i_1}{d t} = E$$

$$v + r_1 i_1 + L_1 \frac{d i_1}{d t} - M \frac{d i_2}{d t} = O$$

Si ha poi nella valvola

$$i_1 = f(u, v)$$

$$\frac{d i}{d t} = \frac{\delta f}{d v} \frac{\delta v}{d t} + \frac{d f}{d u} \frac{d u}{d t} = a \frac{d v}{d t} + b \frac{d u}{d t}$$

dove però a e b *non sono da considerare costanti;* il rapporto $\frac{b}{a}$ è il coefficiente di moltiplicazione della valvola, anche esso da considerare nel senso differenziale, come variabile durante il processo.

Trascurando le perdite di tensione ohmiche di fronte a quelle induttive, ponendo cioè eguali a zero r_1 ed r_2, ed eseguendo i calcoli, in base alla (1) dopo aver posto $\frac{b}{a} = K$ si ottiene:

$$\frac{m}{a} \frac{d i_1}{d t} = \left(m - K\right) \frac{d v}{d t}$$

Nella fase lenta di cui ci occupiamo $\frac{di}{dt}$ è positiva; e v è crescente col tempo, cosicchè anche $\frac{dv}{dt}$ è positiva dev'essere quindi positivo $m - k$, o anche

$$k < m$$

Perciò nel processo lento il coefficiente variabile di moltiplicazione della valvola dev'essere, nel nostro caso, inferiore a 4; quando raggiunge questo valore 4, ha luogo la rottura che se fosse in tutti i punti della caratteristica si raggiungerebbe asintoticamente un regime di corrente stabile, e il processo non sarebbe più periodico.

Ora, come abbiamo visto sperimentalmente, nel processo lento la tensione di griglia è costantemente superiore a quella di placca; in tali condizioni per tensioni basse la valvola rivela effettivamente un coefficiente differenziale K molto più piccolo del valore normale che è 15. Così per 5 Volt di placca contro 10 di griglia risultò $K = 0{,}16$; e ancora per 11 Volt di placca e 10 di griglia si ha $K = 0{,}4$.

Si deduce da tutto ciò che la parte lenta e predominante del processo periodico, la quale dà al processo la frequenza musicale, si svolge in condizioni anormali di funzionamento della valvola, quelle per le quali il coefficiente *differenziale* K di moltiplicazione della valvola è inferiore al rapporto fra il numero delle spire primarie (placca) e quelle secondarie (griglia). E perciò nessuna teoria e nessuna formola semplice possono dare il valore del periodo di queste singolari oscillazioni, le quali non rientrano nelle note ricerche di Van der Pol (*) sulle oscillazioni di rilassamento. Solo la parte breve del periodo, quella di rottura, è determinata dalle costanti del circuito, self e capacità; essa diventa la parte predominante solo quando la capacità è molto elevata, con che ci si avvicina alle condizioni ordinarie di accoppiamento misto d'induzione e di capacità.

(*) Van der Pol - Phil. Pag. 2. p. 978; 1926.

6. - I diagrammi riferiti e la discussione esposta riguardano, come si è detto, il caso che sul circuito di placca il numero di spire sia maggiore, precisamente quadruplo, di quello sul circuito di griglia. Se si scambiano i due avvolgimenti, disponendo quello di maggior numero di spire sul circuito di griglia, si modifica sostanzialmente l'andamento della corrente di placca, pur conservandosi il regime periodico a bassa frequenza. Precisamente la corrente sale bruscamente a un alto valore, poi discende lentamente e infine si interrompe bruscamente.

Invece con numeri di spire eguali nei due circuiti la corrente di placca sale bruscamente fino quasi al valore normale, prosegue salendo lievissimamente e poscia s'interrompe bruscamente.

La interpretazione di questo andamento della corrente non presenta difficoltà, sulla base di quanto è stato esposto più sopra. Anche qui la corrente variabile di griglia va tenuta presente per la interpretazione dei particolari osservabili, che sono del resto di scarso interesse.

O. M. CORBINO

La ricezione R.T. sugli aeroplani

Nella ricezione r.t. a bordo di veicoli aerei, e in special modo su aeroplani, ci si trova di fronte a disturbi notevolissimi, che possono dividersi in due gruppi: quelli esterni alla cuffia telefonica; quelli interni.

I primi sono costituiti dai rumori del motore, dell'elica e del vento che arrivano direttamente al sistema uditivo dell'uomo; i secondi sono quelli che, essendo entrati nel ricevitore r.t., ne vengono amplificati e si accompagnano nei telefoni insieme con i segnali radio. - Affinchè sia possibile una ricezione discreta occorre che l'intensità del suono nella cuffia indossata dall'operatore superi il rumore esterno e sia libera dai disturbi interni.

La prima condizione - superare il rumore esterno - si soddisfa sia adoperando caschi che ricoprano bene la testa e che tengano i padiglioni telefonici bene aderenti alle orecchie, sia adottando ricevitori a molte amplificazioni, che diano nei telefoni un notevole volume di suono.

L'adozione di ricevitori di tal genere si presenta soddisfacente anche sotto un altro punto di vista: quello cioè dell'impiego di aereo fisso a bordo in sostituzione dell'aereo pendente in uso finora; e ciò perchè supplisce con la grande sensibilità alle scarse qualità captatrici di un aereo che è necessariamente poco sviluppato.

Ma se due fatti sono favorevoli al ricevitore a grande sensibilità, esiste però un inconveniente che li annulla completamente. L'inconveniente sta nella circostanza che l'apparecchio amplifica anche i disturbi interni, di modo che la ricezione diventa possibile solo quando il rapporto fra energia utile ricevuta dall'aereo e disturbi sia decisamente a favore della prima. - Ora quest'ultima condizione non si verifica in generale con l'aereo fisso, il quale, essendo sviluppato solo in corrispondenza dell'ossatura del veicolo aereo (a differenza dell'aereo pendente, che è sviluppato per la quasi totalità fuori di tale ossatura), raccoglie poca energia utile e risente in modo notevole le cause di disturbo interno.

Occorre dire a questo punto quali sono le cause di tale disturbo. - Esse derivano dal sistema di accensione elettrica dei motori di bordo. - Se si esamina particolareggiatamente il disturbo in parola si rileva che esso può considerarsi costituito da un'induzione dovuta a diversi fenomeni variabili e più propriamente alle correnti pulsanti ad alta tensione che percorrono i conduttori, dal distributore alle candele; alle scintille nei contatti del distributore; alle scintille nelle candele (induzione che si manifesta per mezzo degli steli di queste ultime); alle correnti ad alta frequenza create nei conduttori di accensione, dato che ciascuno di essi funziona come un piccolo aereo, eccitato a scintilla, con eccitazione diretta e che irradia quindi onde smorzate, con forte smorzamento.



Figura 1.

È assolutamente insufficiente, per liberarsi dal disturbo dell'accensione, il fare un ricevitore r.t. schermato e schermare anche i conduttori che dalle batterie anodica e di accensione arrivano al ricevitore. Il disturbo infatti entra dall'aereo che necessariamente è libero e che lo riceve senza difficoltà. - Anche l'adozione di un ricevitore in cui le amplificazioni siano esclusivamente o prevalentemente sull'alta frequenza non risolve la questione; perchè una buona parte del disturbo è costituito, come detto, da correnti ad alta frequenza.

Ora è noto che da tempo era stato proposto, e in qualche caso adottato, di schermare i conduttori delle candele e il magnete; per i primi facendo i cavetti rivestiti da una camicia a treccia metallica (fig. 1); per il secondo chiudendo con delle cappottine metalliche (fig. 2) la parte del magnete corrispondente all'interruttore e al distributore e mettendo gli schermi a massa. Lo schermaggio che ne risulta è però solo parziale, ed è di scarsa efficacia pratica: i disturbi risultano sempre sensibilissimi.



Figura 2.

Stabilito che lo schermaggio ora detto era insufficiente, si ricercò a quale causa doveva attribuirsi il persistere del disturbo nelle cuffie: e dopo una serie di prove e di ricerche si riconobbe che bastavano le sporgenze degli steli delle candele per produrre l'induzione del disturbo.

Provveduto adunque a schermare le candele si ottenne il risultato previsto, e cioè i disturbi cessarono completamente. - E questo si verificò con ricevitori sensibilissimi, collegati ad un aereo che venne prima disposto parallelamente all'asse di un motore Asso 500 HP, poco al disopra dell'elica e poi normalmente

a tale asse, alla distanza di circa un metro dal motore, essendo la connessione di terra fatta sia alla massa del motore sia al terreno.

Le prove fatte dimostrarono che solo con lo schermaggio integrale del sistema d'accensione e cioè del magnete, dei conduttori e delle candele è possibile escludere il disturbo che l'accensione stessa (fatta con magnete o con spinterogeno) produce nella rice-



Figura 3.



Figura 4.

zione radiotelegrafica. - Tale necessità oltre che per aeroplani, si farà sentire in tutte le installazioni radioriceventi a bordo di autovetture, quando l'ascolto debba farsi con motore in marcia. - In tal senso la notizia di cui è oggetto il presente articolo può interessare anche il servizio r.t. del R. Esercito.

Nella figura 3 e 4 sono rappresentati due tipi di schermi per candele.

15 aprile 1929

Ing. Achille Celloni
Colonnello del Genio Aeronautico

Tubi a resistenza autoregolatori di corrente

È noto come tutti i raddrizzatori di corrente per la carica di accumulatori (Philips - Nora - ecc) siano muniti di tubi a resistenza a filo caldo i quali, inseriti nel circuito di carica, hanno l'ufficio di mantenervi pressochè costante la corrente anche quando intervengano sensibili variazioni nella tensione alternata alimentatrice dell'apparecchio.

I tubi di che trattasi sono costituiti da un'ampolla di vetro della dimensione di una comune lampadina nella quale è contenuto un lungo filamento metallico connesso ai suoi estremi coi due piedini del basamento in guisa che ad inserzione in circuito del tubo, la resistenza del filamento venga a risultare in serie su quella dell'accumulatore sotto carica.

Nelle condizioni normali di funzionamento, indicate dai cataloghi delle Ditte, la corrente che attraversa il tubo è compresa fra 1 e 1,2 ampere ed il filamento, pur riscaldandosi notevolmente, come è necessario perchè si esplichi la sua funzione regolatrice, che è basata appunto sull'effetto termico, conserva il colore scuro del metallo freddo.

Verificandosi un aumento di tensione di qualche volt ai capi del primario del trasformatore di alimentazione, la corrente aumenta, ma, elevandosi contemporaneamente colla temperatura del filamento la sua resistenza elettrica, la condizione di regime viene a ristabilirsi per un valore di corrente di pochissimo superiore di quello precedente. L'opposto avviene se la tensione della rete di alimentazione diminuisce.

Desiderando rendermi conto preciso dell'efficacia del dispositivo, ho pregato l'ing. Monachesi dell'Istituto r. t. di rilevare la caratteristica di resistenza di un tubo Kectron W E 44 che è quello impiegato dalla Ditta NORA nei suoi raddrizzatori di corrente alternata per carica accumulatori.

Il rilievo è stato fatto con corrente continua, non solo per la maggiore semplicità del procedimento, ma anche per poter

REGOLATORE DI CORRENTE A FILO CALDO

KEOTRON W.E. 44

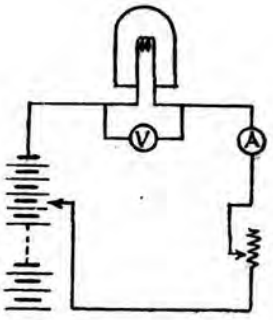


Fig. 1

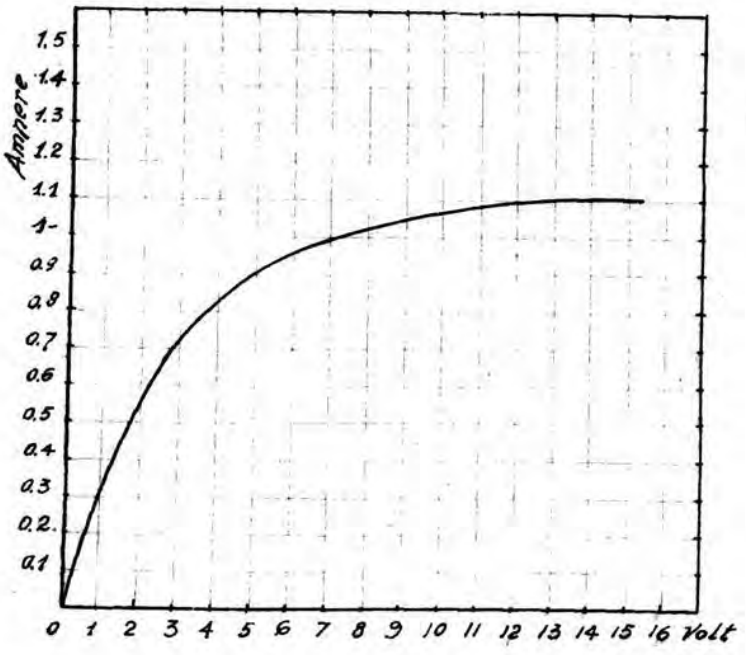


Fig. 2

apprezzare le eventuali possibilità di utilizzazione del dispositivo negli apparati alimentati con accumulatori e pile.

Lo schema impiegato nella misura risulta dalla figura 1, mentre la caratteristica rilevata è rappresentata nel diagramma di figura 2.

Da esso appare come l'efficacia del dispositivo autoregolatore sia veramente notevolissima, potendo esso fare fronte entro limiti in pratica più che sufficienti, a variazioni di tensione di parecchi volt.

In particolare si può rilevare che mentre la resistenza assoluta del tubo quando la tensione che insiste ai suoi capi è di 8 volt si aggira sui 6,6 Ω la resistenza differenziale nel punto stesso della caratteristica è di 33 Ω in guisa che a variazioni della tensione di 1 volt in più ed in meno corrispondono variazioni di corrente di appena 3 centesimi di ampere.

Per tensioni di 4 volt la resistenza differenziale è meno accentuata, ma l'azione autoregolatrice si manifesta ancora efficacemente (a variazioni di 1 volt corrispondono variazioni di 0,07 ampere).

Non mi è finora riuscito di procurarmi notizie precise sulla natura del metallo (o della lega) di cui il filamento è costituito, nè sulla tecnica di costruzione di questi tubi in cui l'effetto termico crea variazioni di resistenza elettrica incomparabilmente più grandi di quelle che si verificano nei comuni metalli.

Mi sono rivolto alle case costruttrici per sapere se sia possibile costruire tubi di resistenza più elevata capaci di controllare correnti di qualche decimo d'ampere, quali sono quelle d'accensione dei filamenti nei comuni ricevitori radio e mi riservo di segnalare i risultati di questa indagine, che mi sembra non priva di interesse anche per le possibili applicazioni militari.

C. MICHELETTA
TEN. COLONNELLO DEL GENIO

Alcune nuove applicazioni della T. S. F.

Gen. FERRIÉ - " Annales des Postes, Télégraphes et Téléphones „ - marzo 1924.

(Traduzione del cap. BANCALE)

La trasmissione a distanza del pensiero e della parola, problema di considerevole interesse umano, ricorre a dei procedimenti che utilizzano tutti i fenomeni vibratori. Quest'ultimi possono essere classificati in due grandi categorie:

1°) Fenomeni in cui la propagazione ha per supporto un mezzo materiale propriamente detto (aria, acqua ecc.)

2°) Fenomeni ondulatori dell'etere.

I procedimenti che utilizzano la prima classe di fenomeni sono poco numerosi. Conviene citare, allo scopo, i suoni delle campane oppure i trasmettitori elettromeccanici situati entro l'acqua, ed ancora un modo di comunicarsi, di uso frequente nei lavori di mine, che si ottiene per urti e che seguono un ritmo conveniente, su di una parete favorevolmente orientata.

Parallelamente a questi metodi del tutto semplici, una parte importantissima costituisce l'utilizzazione degli ultra-suoni, vibrazioni materiali di frequenza non udibile. Si ottengono tali vibrazioni amplificando, con dei dispositivi appropriati, i movimenti vibratori delle placche di un condensatore intercalato in un circuito alimentato da corrente alternata. La riflessione delle onde sonore su di un ostacolo si traduce in un'eco, che, a sua volta, si riceve su di una piastra orientata normalmente alla direzione interessata.

La misura del tempo di propagazione e la conoscenza della velocità della perturbazione danno immediatamente la distanza dell'ostacolo. Questo principio fu applicato anteriormente al 1918, alla navigazione sottomarina, e dopo, agli scandagli dei fondi marini in cui i profili del terreno venivano automaticamente segnati su di una zona lungo il tragitto seguito dalla nave registratrice.

Le applicazioni di tali procedimenti agli aeroplani, e specialmente agli scandagli dei rilievi del terreno, hanno incontrato delle difficoltà che debbono ascriversi all'assorbimento dovuto alla compressibilità dell'aria.

I procedimenti di trasmissione che utilizzano le vibrazioni dell'etere sono molto più numerose, e si possono classificare in relazione alla frequenza di vibrazione utilizzata:

1°) Alla estremità inferiore della gamma di vibrazioni, troviamo la corrente continua (telegrafia).

2°) Si possono classificare nella categoria successiva, le correnti alternate a bassa frequenza utilizzate nella telefonia, e certi procedimenti di telegrafia.

3°) Al disopra delle frequenze udibili, si riscontra la gamma delle frequenze hertziane, il cui dominio si estende all'incirca tra le frequenze di 10.000 c/s e 3.10^8 c/s. La varietà delle loro applicazioni conduce a studiarle in seguito.

4°) Al disopra delle onde hertziane praticamente utilizzate, si trovano le onde cortissime, di lunghezza compresa tra 1 metro e qualche centimetro circa; le loro proprietà sono analoghe a quelle delle onde hertziane, ma esse non si sono potute produrre fino ad oggi che in laboratorio, con delle lampade, mettendo in giuoco una debolissima potenza secondo un procedimento ideato dal Sig. Pierret, collaboratore del Sig. Gutton; ciò malgrado, il Sig. Beauvais è riuscito a realizzare una trasmissione telefonica a qualche decina di metri con onde di 16 cm. circa.

5°) Dopo le onde hertziane ultracorte, vi sono le radiazioni calorifiche; il loro rapido assorbimento ne ha impedito, fino ad oggi, l'utilizzazione.

6°) Vengono poi le radiazioni infrarosse, prolungamento inferiore dello spettro luminoso, queste vibrazioni hanno le stesse proprietà delle onde luminose; si è riuscito, dopo la guerra, ad utilizzarle tanto in telegrafia quanto in telefonia; la loro invisibilità ha condotto a speciali applicazioni, quali ad esempio: sorvegliare un canale marittimo e rivelare il passaggio di un bastimento quand'esso taglia un fascio di questi raggi. Il fascio di raggi

può essere in condizioni da chiudere un circuito il quale, azionando un relais, fa funzionare un apparecchio di segnalazione. Per essere più precisi, si può inviare un fascio di raggi infrarossi su una cellula fotoelettrica che abbia una sensibilità apprezzabile solo per la gamma dei raggi infrarossi (per es. uno strato di solfuro di metalli pesanti, su quarzo): la variazione di resistenza di questi, causata dalla scomparsa del fascio, permetterà agevolmente di attivare il relais. La utilizzazione in telefonia di queste vibrazioni può essere interessante in montagna, in tempo di nebbia.

7°) La gamma degli infrarossi si prolunga in quella delle vibrazioni visibili, impiegate in telegrafia ottica.

8°) Le radiazioni così dette *ultra violette* restano, generalmente, inutilizzate a causa del loro troppo rapido assorbimento (1).

9°) Infine vengono i raggi X sempre più duri e le radiazioni γ del radio, il cui notevole assorbimento ne ha impedito a tutt'oggi l'utilizzazione. Sono stati fatti, senza alcun successo, tentativi per realizzare vibrazioni più rapide dei raggi γ. Si è potuto però constatare che tali vibrazioni esistono in natura. In fatti, se si aumenta gradualmente lo spessore del piombo dell'involucro di un elettroscopio sul quale si inviano dei raggi γ, si può arrivare ad assorbirli completamente. Però l'elettroscopio continua a scaricarsi per degli spessori di piombo ancora superiori; l'involucro è attraversato dunque da vibrazioni più rapide. Si è potuto verificare che la rapidità della scarica dell'elettroscopio cresce con l'altitudine; si è così condotti a supporre un origine extra-terrestre a queste vibrazioni ultra-penetranti. L'ipotesi più plausibile consiste nel supporre queste, originate dal sole. Il sole emette, in fatti, delle particelle catodiche (tale emissione ha dato luogo, d'altra parte, ad una interpetrazione delle aurore boreali); l'urto di queste particelle sui gas dell'alta atmosfera, può non solamente produrre fenomeni di ionizzazione, ma può altresì far nascere delle vibra-

(1) I dispositivi recentemente immaginati dal prof. Maiorana, permettono di utilizzare tali radiazioni per comunicare ad alcuni chilometri di distanza. (*N. del Trad.*)

zioni ultra rapide seguendo un processo analogo a quello che dà origine ai raggi X.

Potrebbe essere interessante, dal lato filosofico, discutere le possibilità, di emissioni di raggi dai corpi viventi e la identità del pensiero con un movimento vibratorio. Ma è più direttamente interessante approfondire le applicazioni delle onde hertziane alla radio trasmissione.

Le prime stazioni radiofoniche e radiotelegrafiche, ed ancora oggi, le stazioni di grande potenza (Bordeaux, S. Assise...) utilizzano le onde così dette lunghe (8000 a 25.000 m.) e mettono in giuoco delle potenze importanti (fino a 500 kilowatt). Una tale concezione sembrava essere una conseguenza delle esperienze di Hertz, che utilizzava per la emissione i treni d'onda prodotti dalla scarica di un condensatore. I grandi aerei, aventi una grande capacità, consentono di immagazzinare una più grande energia elettrostatica per una data differenza di potenziale, rispetto ai piccoli aerei. Sembrava, dunque, possibile adoperare una maggiore potenza ed avere una portata di emissione più grande. I lavori d'Austin sulla propagazione sembrano confermare questa opinione.

Ma l'apparizione del triodo modificava il corso delle ricerche. Esso permetteva, infatti la produzione di onde più corte di quelle di un arco, oppure di un alternatore. I lavori del Sig. Gutton ne accelerarono l'utilizzazione pratica; durante la guerra stessa si constatò che le onde corte erano le più convenienti per le trasmissioni di piccola portata. Però, subito dopo, si riusciva a realizzare un collegamento Parigi Marsiglia, ed un amatore americano, a cui la formula di Austin non dava turbamento, ebbe l'idea di comunicare, su onde corte, con l'Inghilterra; vi riuscì a capo di poco tempo, con una potenza inferiore ed un kilowatt. Poco dopo, due amatori francesi riuscirono a stabilire una comunicazione bilaterale con i loro colleghi americani.

Come spiegare questi risultati? Eccles ha suggerito che queste onde s'incurvano allontanandosi dal suolo, in seguito ad una ionizzazione sempre più marcata dell'aria, e si riflettono infine su uno strato superiore molto ionizzato, seguendo un fenomeno simile ad un miraggio.

La propagazione di queste onde, è inoltre, assai capricciosa. Per una emissione determinata, esistono alla superficie del globo, delle zone di minima audizione marcatissime (zone di silenzio); inoltre, in un dato punto, la intensità della ricezione dipende (seguendo delle leggi ancora sconosciute) dall' ora, dal giorno dell' anno, dalle condizioni atmosferiche, e naturalmente, dalla lunghezza d'onda.

Questi fatti hanno contribuito, allo scopo di ottenere dei risultati pratici, a far variare la lunghezza d'onda dei posti di emissione secondo l'ora della giornata ed a utilizzare reticolati riflettori. Degli studi sono stati tentati sullo strato conduttore (detto strato di Kennelly-Heaviside) dell'alta atmosfera. Appleton ha osservato, in un punto, la interferenza dell'onda che si è propagata sulla superficie del suolo con quella riflessa sullo strato di Heaviside. Si può dedurre da questa esperienza, l'altitudine dello strato riflettente. Egli ha ottenuto dei risultati variabilissimi: se l'altitudine media sembra essere di cento km., essa può discendere a cinquanta km. oppure raggiungere 200 e 300 km.; inoltre, varia rapidamente negli istanti successivi. Ciò ci conduce a credere che lo strato in questione sia costituito da nubi di elettroni e di gas ionizzati, la cui altitudine e forma, variano secondo l'ora e il giorno. Le discontinuità della trasmissione delle immagini con onde corte, pare che confermino il movimento di queste nuvole.

Diversi sperimentatori constatarono, inoltre, la produzione di echi, che si ripetono ad intervalli di tempo variabili, dopo la produzione di segnali brevissimi. Il Sig. Jouaust, studiando, tra la Torre Eiffel e S. Cyr, la durata di trasmissione dei segnali su onde corte, constatò che l'emissione di un breve segnale si traduce, in ricezione, nello stesso segnale scritto alla fine del tempo normale di propagazione, seguito da due echi che si succedono a 1 100 di secondo, ciò che rappresenta un tragitto di 3000 km. se si ammette che la velocità normale di propagazione sia di 300.000 km. al secondo.

Appleton attribuisce questo fenomeno ad una variazione di velocità di propagazione dovuta al passaggio dell'onda nei mezzi ionizzati nell'alta atmosfera. Si può mostrare inoltre che per una certa densità ionica, la velocità del gruppo, diviene debolissima.

Questa ipotesi seducente si presta a delle serie obbiezioni quando si fanno le seguenti osservazioni: Or sono due mesi il Sig. Stormer (Norvegia) intraprese lo studio degli echi, operando con una stazione olandese. L'11 ottobre, osservò degli echi straordinari. Il suo segnale, composto di tre linee, si ripeteva infatti, nel corso di tutta la giornata di sperimentazione, ad intervalli di 3, 4, 6 ed anche 12 secondi. Sembra che ciò provenga da una riflessione accidentale su uno dei getti di elettroni che alcune parti del sole respingono nello spazio siderale, verso i pianeti. La rarità del fenomeno osservato da Störmer, si spiegherebbe con la rarità dei casi in cui le onde emesse sulla terra possono oltrepassare lo strato Kennelly-Heaviside e per la probabilità di una riflessione conveniente su questi ammassi di elettroni, non a contatto con la terra. Questo studio dell'alta atmosfera ha, d'altra parte, condotto e delle osservazioni interessantissime. I sig.ri Fabry e Buisson hanno mostrato che esiste, ad un'altitudine circa di 50 km., uno strato di ozono di qualche centimetro di spessore. Si è egualmente condotti a pensare che esista una zona nella quale la temperatura ridiviene dello stesso ordine della temperatura del suolo, prima di decrescere ancora. La propagazione delle onde corte si presenta attualmente come uno dei mezzi più idonei per lo studio dell'alta atmosfera.

Ciò detto, riassumiamo brevemente i perfezionamenti tecnici e l'importanza sociale delle onde hertziane:

Le trasmissioni r. t. si sviluppano rapidamente. Le nazioni anche più piccole hanno un grande interesse di possedere almeno una stazione di Stato che permetta loro, senza aver bisogno dei cavi stranieri, di ricevere da tutti i punti del globo, oppure di trasmettere, a tutti i loro dipendenti, dei messaggi.

La radiotelefonia, d'altra parte, si sviluppa molto lentamente e le sue comunicazioni, a grande distanza, si riducono attualmente all'unica linea Rugby - New York, dove le comunicazioni sono ancora molto sensibili alle perturbazioni atmosferiche. La causa di ciò risiede, specialmente, nell'ampliamento della gamma di frequenza indispensabile ad una trasmissione corretta della parola, ampliamento che oppone serie difficoltà all'aumento del numero delle stazioni. Vi è, infine, la radiodiffusione che attualmente è un

ammirevole mezzo di miglioramento della coltura individuale, malgrado la inclemenza del cielo e il disturbo dovuto alle stazioni vicine, che, alle volte, rende la ricezione impossibile per l'amatore fornito di modesti mezzi.

L'utilizzazione delle onde corte ha favorito la estensione della radiotelegrafia aumentando le gamme delle lunghezze d'onda disponibili per questo uso.

Ma le comunicazioni realizzate non sono ancora perfettamente sicure e regolari, malgrado i progressi portati dall'impiego dei riflettori d'onde e la variazione della lunghezza d'onda di emissione, secondo l'ora della giornata.

Si prevede fin d'ora, per l'avvenire, l'emissione di onde complesse resultanti della sovrapposizione, secondo una legge determinata, di due onde semplici, per l'epoca in cui il numero dei posti trasmettitori diventerà superiore a quello delle lunghezze d'onda utilizzabili senza interferenza.

Parallelamente alla radiotrasmissione della parola, si è sviluppata quella dell'immagine. Il Sig. Belin ha realizzato dei dispositivi pratici per la trasmissione di fotografie (ciò che è di grande interesse giornalistico) di disegni, di scritture (belinogrammi). Si spera, inoltre, di rendere possibile la trasmissione istantanea degli schizzi presi da un osservatore di areoplano.

La trasmissione delle immagini succedentisi rapidamente, vale a dire quella del cinema, non sembra irrealizzabile. La televisione, che risolverebbe il problema della vista a distanza, ha dato luogo a realizzazioni interessantissime del Sig. Belin, della Western Electric C°, di Karolus in Germania e di Baird in Inghilterra.

Il suo interesse pratico sembra oggi poco considerevole. Non parleremo della telemeccanica, (spostamento di oggetti mobili per comando, a distanza) problema di interesse prevalentemente militare.

Conviene, d'altronde, segnalare i progressi che la trasmissione dell'ora per T. S. F. ha fatto realizzare alla navigazione ed alla geodesia. Recentemente, 52 osservatori hanno preso parte ad una osservazione internazionale, avente per iscopo la revisione della carta del mondo. La conoscenza dell'ora a meno di 1/100 di secondo circa, ha permesso di determinare, per mezzo di osservazioni astronomiche e dei segnali di T. S. F., la posizione di questi

osservatori a meno di 4 m. circa, in generale. Si spera, riprendendo queste esperienze tra qualche anno, poter determinare specialmente se i continenti, come ritengono alcuni geologi, si spostano lentamente gli uni rispetto agli altri.

La precisione portata alla conoscenza dell'ora in un punto qualunque del globo, non ha, d'altronde, preso tutto il suo valore che in seguito ai perfezionamenti determinati, dalla tecnica delle oscillazioni, agli orologi astronomici. Si constata, infatti, che gli orologi oggi più precisi, presentano, nei battimenti successivi, delle differenze di durata che possono raggiungere qualche millesimo di secondo, differenze che si compensano d'altronde quasi interamente, poichè l'errore medio, in una giornata, non raggiunge un centesimo di secondo. Questi errori sono dovuti agli organi meccanici, alle molle ecc. ecc.

Se un pendolo si associa ad una cellula fotoelettrica, con l'ausilio di un fascio luminoso riflesso da uno specchio fissato al pendolo, si ottiene una corrente periodica, che, amplificata, permette di mantenere il movimento del pendolo senza nessuno degli inconvenienti dovuti agli scappamenti meccanici. Realizzazioni di questo genere sono già state fatte presso l'osservatorio di Parigi.

L'ora del passaggio di una stella al filo del reticolo di un cannocchiale astronomico, può essere egualmente conosciuta senza intervento della « equazione personale » dell'astronomo, con un metodo analogo al precedente. Si dispone, dietro all'oculare, una cellula fotoelettrica; il passaggio della stella attraverso ad uno dei fili verticali del reticolo, si traduce in un brusco cambiamento di intensità della corrente generata dall'azione della luce della stella, sulla cellula; basta allora segnare simultaneamente, su una zona, la detta intensità e l'ora di un orologio elettrico.

Però, la sensibilità della cellula, (pur essendo quest'ultima associata ad amplificatori speciali a triodi) limita l'utilizzazione di questo metodo. Fino ad oggi, si è applicato fino alle stelle di terza grandezza.

Bisogna, ancora, segnalare l'impiego della T. S. F. nella metereologia. Esso permette la centralizzazione rapida delle osservazioni, e quindi la costruzione delle carte isobare da cui deriva la previsione del tempo. Si comincia, inoltre, a studiare ora la

influenza delle condizioni metereologiche della bassa atmosfera, sulla propagazione delle onde.

La chimica industriale utilizza, d' altronde, le correnti ad alta frequenza per la produzione delle alte temperature nei forni per la produzione del quarzo, di metalli preziosi ecc. I geologi tentano, attualmente, di investigare l'effetto della natura del sottosuolo sulla propagazione delle onde, in vista di una inversione del problema, mediante l'applicazione delle onde alla indagine della struttura del sottosuolo.

Infine, conviene di richiamare l'utilizzazione, già lontana, delle onde elettromagnetiche in medicina. Il Sig. d'Arsonval, fin dal 1900, aveva esaminato, con questo mezzo, la cura di certe malattie. Oggi la possibilità pratica di produrre correnti ad alta frequenza, ha condotto i medici stessi a ricercare le frequenze più favorevoli alla terapia.

D'altronde, l'era dei perfezionamenti e delle scoperte, non è ancora chiusa per le onde elettromagnetiche. Vi è da sperare che una collaborazione intima tra gli studiosi e coloro che realizzano, permetta alla Francia di mantenersi, in questo campo, al livello in cui essa si è tenuta nel passato (1).

---

(1) Alla fine della conferenza del Gen. Ferrié, sono state aseguite interessanti esperienze dai sig.ri Beauvais (onde di 20 cm.) Fournier e Galle (applicazioni varie delle radiazioni ultra rosse, e specialmente realizzazione di una comunicazione per teletipo, utilizzando la emissione di raggi ultrarossi in corrispondenza ai segnali trasmessi).

La rappresentazione algebrica delle caratteristiche di un triodo

W. A. BARCLAY. — *Esperimental Wireless.* - Aprile 1929.
(Traduzione del T. Col. F. AMOROSO)

L'ordinaria caratteristica "globale„ di un triodo è così bene conosciuta da non richiedere qui alcuna spiegazione. Se $v_t = v_a + \mu v_g$ la relazione tra v_t ed i_a è rappresentata dalla figura 1; i simboli conservano il loro normale significato.

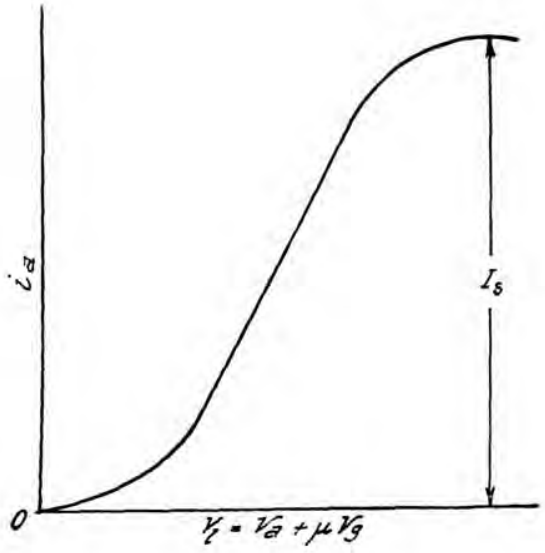


Figura 1.

La curva mostrata rappresenta questa relazione per una determinata temperatura del filamento. Quando v_t aumenta, la corrente i_a si avvicina alla saturazione, il cui valore I_s dipende direttamente dalla temperatura del filamento e quindi dalla tensione alla quale il filamento è sottoposto. Possiamo così riportare sul medesimo

diagramma parecchie caratteristiche globali di una valvola corrispondenti a diverse tensioni del filamento.

Il problema di determinare un'equazione algebrica che simbolizzi convenientemente per tutta la sua lunghezza, la caratteristica globale trovata sperimentalmente, presenta qualche difficoltà. Sarebbe desiderabile che una espressione simile fosse della forma più semplice possibile, che contenesse solamente poche costanti, non più di 3 o 4, e che si adattasse facilmente ai calcoli.

Diverse espressioni sono state proposte di tempo in tempo che mostrano la relazione per piccoli valori di v_l e i_a.

Esse sono generalmente di forma polinomia ed esponenziale, o qualche volta una combinazione delle due, e sono senza dubbio molto convenienti e facili a derivarsi entro un campo sufficientemente ristretto delle variabili. Così possiamo scrivere:

$$i_a = A + B\,v_l + C\,v_l^2 + D\,v_l^3 + \ldots\ldots\ldots$$

nella quale le costanti A, B, C, D, sono ricavate sperimentalmente. Inoltre l'esponente può essere frazionario per esempio:

$$i_a = (A + B\,v_l)^{3/2}$$

o più generalmente

$$i_a = (A + B\,v_l + C\,v_l^2)^n.$$

Abbiamo infine il tipo esponenziale nella quale la stessa variabile indipendente v_l compare nell'esponente, per esempio:

$$i_a = A\,e^{B\,v_l} + C\,.$$

Le costanti in questa formula sono tutte facilmente determinabili dai valori osservati di v_l ed i_a. Se si dispone di più osservazioni di quante sono necessarie per determinare le costanti, il metodo dell'allineamento offre un metodo rapido di utilizzazione dei dati allo scopo di ottenere i migliori valori, che è preferibile al metodo dei minimi quadrati quando manchi il tempo necessario per un esame più accurato.

Il difetto fondamentale delle formule citate consiste nel fatto che al di là di un certo campo per i valori di v_l esse non sono più applicabili, cosicchè nei pressi della corrente di saturazione non si possono applicare, e tale fatto può condurre ad errori. Ora il valore della corrente di saturazione per una determinata temperatura del filamento è una quantità ben definita e costante per quella temperatura, che dovrebbe apparire in ogni relazione algebrica tra v_l ed i_a. Sembra a chi scrive che ogni forma di rappresentazione algebrica la quale trascuri I_s è "ipso facto„ non completa, nel medesimo tempo sarebbe desiderabile che la equazione stabilita fosse atta a rappresentare le variabili in tutto il suo campo di variazione.

Il tipo di equazione, immediatamente suggerito dalla forma della caratteristica della figura 1 è:

$$i_a = I_s (1 - A^{-v_l^B})$$

in cui A e B sono costanti positive ed $A > 1$. Questa formula contiene 3 costanti e, come si vede subito, essa è soddisfatta dalle coppie di valori estremi.

$$v_l = 0, \quad i_a = 0 \quad ; \quad v_l = \infty, \quad i_a = I_s.$$

Tuttavia, in pratica, la determinazione di A e B per mezzo della sostituzione nella formula di altre coppie di valori ricavati di v_l ed i_a (o punti della curva) presenta qualche difficoltà dal punto di vista matematico, come apparisce subito evidente se viene fatto il tentativo. Si ritiene che tale inconveniente, abbia in qualche modo contribuito ad ostacolare l'uso generale di questa formula ed altre più complicate del medesimo tipo; lo scrivente ritiene quindi che possa essere interessante ed utile dare un cenno di un metodo rapido per determinare le costanti di questa formula.

Assumeremo come forma generale dell'equazione:

$$i_a = I_s \{ 1 - f(v_l) \} \quad \cdot\cdot \quad \cdot\cdot \quad \cdot\cdot \qquad (1)$$

nella quale, come al solito, I_s è il valore della corrente di saturazione ed f è una funzione, le cui costanti devono essere determinate.

Nella figura 2 sia P il punto sulla curva caratteristica che corrisponda ai valori v_l ed I_a. Conduciamo la retta orizzontale $Q\,M$ di ordinata I_s e prolunghiamo la verticale $M\,N$ passante per P sino ad incontrare in M la $Q\,M$, e in N l'asse delle tensioni. Conduciamo

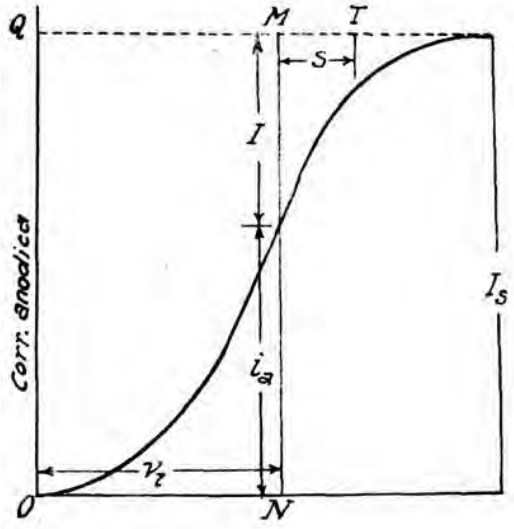


Figura 2.

infine $P\,T$ tangente alla curva in P fino ad intersecare in T la retta $Q\,M$. Allora $P\,N$ rappresenta naturalmente i_a e se prendiamo come nuova variabile $P\,M$, che chiameremo I, si ha

$$I = I_s - i_a .$$

Dall'equazione (1) percio

$$I = I_s f(v_l)$$

dove $$\log I = \log I_s + \log f(v_l) .$$

Derivando

$$\frac{1}{I} \cdot \frac{d\,I}{d\,v_l} = \frac{f'(v_l)}{f(v_l)} .$$

Ora $$\frac{d\,I}{d\,v_l} = -\frac{d\,i_a}{d\,v_l} = -\frac{P\,M}{M\,T} .$$

Inoltre

$$\frac{1}{I} = \frac{1}{P\,M}$$

e quindi

$$-\frac{1}{M\,T} = \frac{f'(v_i)}{f(v_i)} .$$

Se allora rappresentiamo con s il numero dei Volta corrispondenti alla lunghezza della sottotangente $M\ T$, per ogni determinato punto di P della caratteristica potremo scrivere:

$$\frac{f'(v_i)}{f(v_i)} \times s = -1 \quad .. \quad .. \quad .. \quad .. \qquad (2)$$

e da questa relazione possono essere facilmente determinate le costanti della funzione f, per il tipo di formula considerata.

Per esempio nel caso dell'equazione:

$$i_a = I_s \left(1 - A^{-v_i^B}\right) \quad .. \quad .. \quad .. \qquad (3)$$

abbiamo

$$f(v_i) = A^{-v_i^B} .$$

Dalla equazione (2) ricaviamo:

$$s\ B.\ log\ A.\ v_i^{B-1} = 1$$

o passando ai logaritmi:

$$log\ s + log\ \{log\ A^B\} + (B - 1) \cdot log\ v_i = o$$

che è un'equazione lineare rispetto a $log\ s$ e $log\ v_i$. Se allora consideriamo alcuni valori corrispondenti di ascissa $log\ v_i$ ed ordinata $log\ s$ essi devono risultare allineati lungo una retta la cui posizione ed inclinazione darà un mezzo per determinare la costante A e B. Il grado di precisione con il quale i punti risultano situati su di una retta, indica la correttezza del tipo di formula supposto. Se i punti mostrano una variazione sistematica della forma lineare, se per esempio tendono a disporsi lungo una curva regolare, ciò vorrà significare che le deviazioni non sono interamente dovute ad errori di osservazioni, ma che deve essere ideato un altro tipo di formula.

L'utilità pratica di questo metodo di dedurre una equazione algebrica dalla caratteristica globale di un triodo, può essere illustrato da un esempio nel quale il tipo di formula scelta per primo non dà la necessaria relazione lineare dalla quale possono essere dedotte le costanti, cosicchè diventa necessario modificarla nella maniera che passeremo a descrivere. Il procedimento tuttavia è di carattere generale.

Esempi di caratteristiche globali che si estendono sopra l'intero campo di valori delle correnti da zero alla saturazione s'incontrano raramente, essendo in generale sufficiente esaminare le caratteristiche solamente nella normale gamma di funzionamento.

È sembrato opportuno tuttavia di illustrare il presente metodo con una caratteristica; l'esempio si riferisce a quelle della valvola francese « Metal » che è una delle poche di cui l'autore aveva a disposizione le caratteristiche complete per diverse tensioni di accensione. Le quattro caratteristiche per tensioni del filamento di 3,2; 3,0; 2,8; 2,6; Volta sono riprodotte nella fig. 3 e saranno chiamate 1, 2, 3, 4.

Per cominciare fu deciso di assumere per prova per tali curve la formula del tipo:

$$i_a = I_s \left(1 - A^{-v_l^B}\right)$$

nella quale naturalmente le costanti I_s A e B variano colla tensione del filamento. In particolare i valori di I_s sono ricavati dalle caratteristiche e sono in milliAmpere rispettivamente 4,2; 3,1; 2,3; e 1,5.

Per facilitare l'impiego dei logaritmi comuni la formula è riscritta:

$$i_a = I_s \left(1 - 10^{-a\, v_l^b}\right) \quad \ldots \quad \ldots \qquad (4)$$

in cui a e b devono essere determinate per ognuna delle 4 curve. Così possiamo scrivere:

$$f(v_l) = 10^{-a\, v_l^b}$$

$$log_{10} f(v_l) = -a\, v_l^b$$

E quindi differenziando:

$$\frac{f'(v_l)}{f(v_l)} \times log_{10}\, e = -\, a\, b\, v_l^{b-1}$$

dove e è la base dei logaritmi naturali e $log_{10}\, e = 0{,}434$.

Perciò in base all'equazione (2)

$$s \cdot a\, b \cdot v_l^{b-1} = 0.434.$$

Prendendo i logaritmi comuni

$$log\, s + log\, a\, b + (b-1) \cdot log\, v_l = log\,(0.434) \quad \cdot\cdot \qquad (5)$$

che è un'equazione in $log\ s$ e $log\ v_l$.

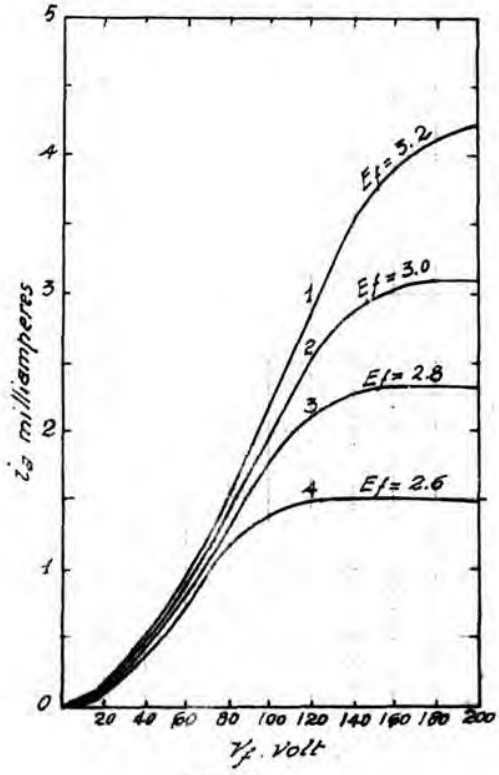


Figura 3.

Ora i valori di s per i diversi valori V_g, furono ottenuti dalle caratteristiche della figura 3 come si è spiegato sopra, e ripetuti nella seguente tabella.

TABELLA I.

v_t	VALORI DI s			
	1	2	3	4
40	196	150	118	70
60	125	92	70	37
80	89	58	41	19
100	65	38	22	10
120	40	24	11	6
140	28	15	—	—
160	18	8	—	—
180	10	—	—	—

I logaritmi naturali di queste quantità sono riportati nella tabella seguente:

TABELLA II.

$log\ v_t$	VALORI DI LOG. s			
	1	2	3	4
1,60	2,29	2,18	2,07	1,85
1,78	2,10	1,96	1,85	1,57
1,90	1,95	1,76	1,61	1,28
2,00	1,81	1,58	1,34	1,00
2,08	1,60	1,38	—	—
2,15	1,45	1,18	—	—
2,20	1,26	0,90	—	—
2,26	1,00	—	—	—

I valori di *log s* riportati nella tabella II per 4 curve, vennero segnati in un grafico in corrispondenza dei valori di *log* v_l; il risultato è mostrato nella figura 4. Appare immediatamente manifesto che i luoghi dei vari punti non possono essere considerati come rette e che le discrepanze devono dipendere da un errore nella formula supposta. La uniforme concavità delle curve mostrava tuttavia che le ascisse dei punti rilevati erano troppo vicine l'una all'altra nella parte destra del diagramma e che se fosse stato possibile

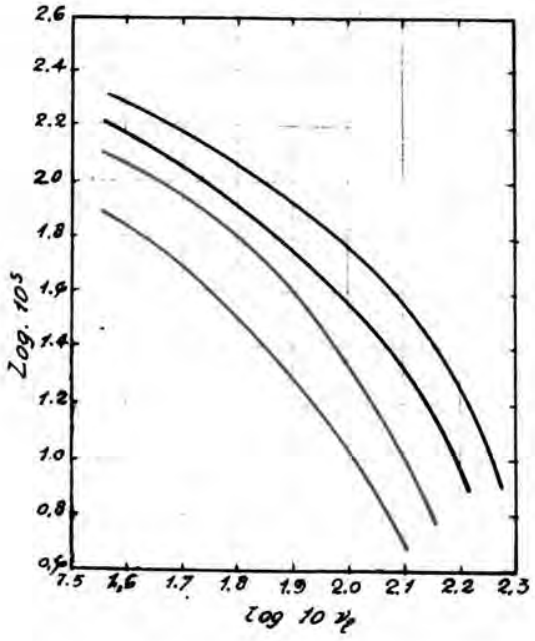


Figura 4.

diradarla di più, le curve avrebbero potuto assumere la forma lineare. Ci sembrò che la regione di questa costrizione dei valori più grandi di V_l dipendesse della scelta di una scala logaritmica per l'ascissa, e perciò che, se una scala di valori naturali di v_l venisse sostituita come ascisse, i punti si sarebbero disposti lungo una linea retta, come era desiderato. Ciò infatti, è effettivamente mostrato dalla figura 5 che conserva la medesima scala verticale della figura 4, mentre impiega una scala naturale, anzichè logarit-

mica per le ascisse. In questo diagramma la distribuzione lineare dei punti è abbastanza marcata, e le deviazioni che vi sono, possono legittimamente essere attribuite ad errori di osservazioni e di misure.

Si conclude quindi che la formula proposta (4) per la nostra caratteristica è inesatta, in quantochè l'equazione (5) non rappresenta più linee rette della figura 5. Dobbiamo ora, perciò trovare una formula caratteristica che, quando venga usata come si è de-

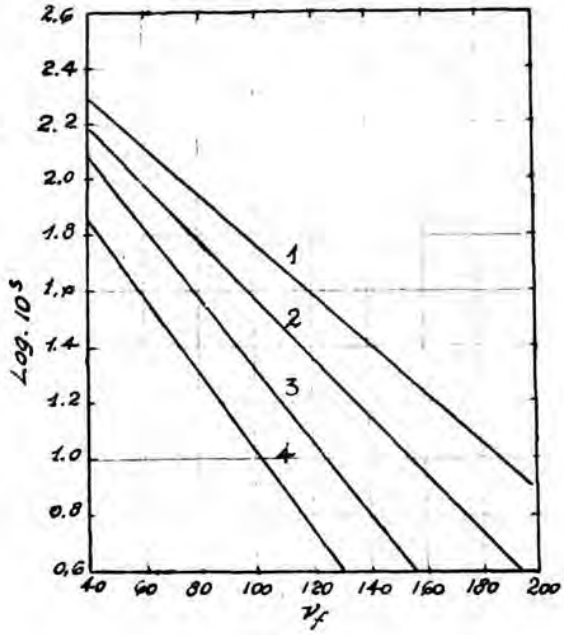


Figura 5.

scritto in unione con il nostro metodo delle « sottotangenti » per trovare le costanti, conduca ad una relazione lineare tra *log s* e v_f. Una tale formula non è difficile a trovarsi, con un procedimento inverso d'integrazione, i cui dettagli non è necessario siano dati qui. Il risultato può prevedersi che sia un pò più complicato della nostra formula originale benchè, come si vedrà più avanti questa complicazione sia più apparente che reale. In una forma opportuna per i calcoli logaritmi, la formula desiderata può essere scritta:

$$i_a = I_s \left\{ 1 - 10^{a(1-10^{b v_t})} \right\} \quad .. \quad .. \quad .. \quad .. \quad .. \quad (6)$$

dove a e b sono ambedue costanti positive.

Questa formula vale per valori estremi

$$v_t = o, \; i_a = o \; ; \; v_t = \infty \; ; \; i_a = I_s .$$

Inoltre siccome

$$f(v_t) = 10^{a(1-10^{b v_t})}$$

$$log_{10} f(v_t) = a\,(1 - 10^{b v_t})$$

e quindi per differenzazione

$$\frac{f'(v_t)}{f(v_t)} \times (log_{10} e)^2 = -\,a\,b \cdot 10^{b v_t} .$$

Perciò dall'equazione (2)

$$s \cdot a\,b \cdot 10^{b v_t} = 0.1886$$

e prendendo i logaritmi comuni

$$log\, s + b\, v_t + log\, a + log\, b + 0.724 = o \quad .. \quad .. \quad .. \quad (7)$$

L'equazione (7) è la relazione lineare richiesta tra V_t e $log\ s$ nell'ipotesi della formula (6) e per mezzo di esse possiamo procedere a trovare i valori delle costanti a e b dell'equazione (6) per le 4 linee rette della figura 5. I dettagli del calcolo saranno qui dati solamente per la N. 1. Siccome la retta di compenso più attendibile è quella relativa alla caratteristica N. 1 della figura 5 notando che questa linea passa per i valori;

$$(v_t = 40, \; log\, s = 2{,}29) \quad \text{e} \quad (v_t = 200, \; log\, s = 0{,}88)$$

l'equazione della linea diventa:

$$\frac{v_t - 40}{200 - 40} = \frac{log\, s - 2.29}{0.88 - 2.29}$$

ossia: $log\, s + 0.0088\, v_t - 2.66 = o \quad .. \quad .. \quad .. \quad .. \quad .. \quad (8)$

Paragonando questa coll'equazione (7) abbiamo immediatamente

$$b = 0.0088$$

e $$\log a + \log b + 0.724 = -2.66.$$

Perciò:

$$\log a = \bar{2}.68 \quad \text{e} \quad a = 0.048.$$

Calcoli simili sono stati eseguiti per le costanti delle altre tre caratteristiche; possiamo riassumere i risultati nella seguente tabella:

TABELLA III.

	1	2	3	4
I_s	4,2	3,1	2,3	1,5
a	0,048	0,046	0,041	0,055
b	0,0088	0,0104	0,0126	0,0139

Da questa tavola risulta evidente che a rimane approssimativamente costante per le variazioni di temperatura del filamento mostrata, e mantiene un valore medio di circa 0,048. D'altra parte b varia con la tensione applicata al filamento. Se E_f indica questa tensione potremo scrivere approssimativamente:

$$b = 0.0360 - 0.0085\, E_f .$$

Deve tuttavia essere ricordato che queste espressioni di a e b valgono per un campo estremamente limitato, della tensione del filamento, cioè da 3,2 a 2,6 Volta, e che al di là di questo campo esse possono cessare di essere applicabili. Ulteriori dati numerici per i valori assunti da a e b per variazioni più ampie della temperatura del filamento, sarebbero interessanti ed utili.

La semplicità d'applicazione della formula (6) al calcolo diretto dei valori della corrente, merita più di un rapido cenno.

Per mezzo di una tavola dei comuni antilogaritmi il calcolo effettivo della formula diviene estremamente semplice. Poichè se $10^x = y$, $y = antilog\ x$ possiamo scrivere la (6) come segue:

$$i_a = I_s \{ 1 - antilog [a (1 - antilog\ b\ v_t)] \} \qquad (9)$$

ossia

$$i_a = I_s \{ 1 - antilog\ a\ p \}$$

essendo

$$p = (1 - antilog\ b\ v_l)\ .$$

La opportunità di usare la funzione antilogaritmo per il rapido calcolo di i_a sarà prontamente apprezzata; basterà un solo esempio. Supponiamo di volere ricalcolare i valori di i_a per la caratteristica 1, usando i valori di a e b sopra ottenuti. Avremo:

$$i_a = 4{,}2\ (1 - antilog\ 0{,}048\ p)$$

dove

$$p = (1 - antilog\ 0{,}0088\ v_l)\ .$$

I calcoli possono essere ordinati come nella tabella IV, nella quale a scopo di paragone, è stata inclusa una colonna dei valori di i_a ricavati direttamente dalla caratteristica della figura 3.

TABELLA IV.

DETTAGLI DEI CALCOLI DI i_a IN BASE ALL'EQUAZIONE (9).

v_l	00,88 v_l	*antilog.* 00,88 v_l	p	0,48 p	*antilog.* 0,48 p	1 — *antilog.* 0,48 p	i_a calcolato	i_a effettivo
40	0,352	2,25	— 1,25	$\bar{1}$,940	0,87	0,13	0,55	0,47
60	0,528	3,37	— 2,37	$\bar{1}$,886	0,77	0,23	0,97	0,92
80	0,704	5,06	— 4,06	$\bar{1}$,805	0,64	0,36	1,51	1,51
100	0,880	7,59	— 6,59	$\bar{1}$,684	0,48	0,52	2,18	2,17
120	1,056	11,38	— 10,38	$\bar{1}$,502	0,32	0,68	2,86	2,83
140	1,232	17,06	— 16,06	$\bar{1}$,229	0,17	0,83	3,49	3,48
160	1,408	25,59	— 24,59	$\bar{2}$,820	0,07	0,93	3,91	3,94
180	1,584	38,37	— 37,37	$\bar{2}$,206	0,02	0,98	4,12	4,15
200	1,760	57,54	— 56,54	$\bar{3}$,286	0,00	1,00	4,20	4,20

Si osserverà che i valori calcolati di i_a concordano con una approssimazione sufficiente con quelli osservati. Lo scrivente può qui notare che i calcoli fatti in questo articolo possono essere considerevolmente semplificati con il metodo di allineamento e che è molto semplice tracciare dei grafici e che permettono di effettuare a vista i vari calcoli della tabella IV.

Lo scopo del presente articolo è stato quello di richiamare l'attenzione su una formula che si ritiene, rappresenti la caratteristica globale con considerevole precisione ed è nello stesso tempo d'uso abbastanza semplice. Si può aggiungere che l'utilità della formula non si limita alle caratteristiche globali, ma può essere impiegata per rappresentare le caratteristiche ordinarie dei triodi con tensioni variabili di griglia e di placca.

Un'equazione abbastanza approssimata per il tracciamento della caratteristica globale dei triodi

Fin dal gennaio del corrente anno, ebbi l'incarico dal Sig. Colonnello Sacco Cav. Uff. Luigi Direttore Principale dell'Officina R. T. ed E. del Genio Militare, di verificare nel campo sperimentale un'equazione da lui proposta allo scopo di rappresentare in via molto approssimata la caratteristica globale dei triodi.

Per ragioni di servizio, soltanto ora ho potuto assolvere il compito affidatomi ed è perciò che la presente nota appare con ritardo rispetto all'articolo di W. Barclay riportato nel « Esperimental Wireless » dell'aprile 1929. (*)

L'equazione proposta dal Colonnello Sacco è la seguente:

$$i_p = 3\ I_s \left(\frac{U}{U_s}\right)^2 - 2\ I_s \left(\frac{U}{U_s}\right)^3, \qquad (1)$$

in cui:

i_p, rappresenta la corrente anodica;

I_s, la corrente di saturazione del triodo;

$U = V_p + \mu\ V_g$, il potenziale globale definito dalla somma del potenziale di placca V_p e del prodotto: potenziale di griglia V_g per fattore di amplificazione μ;

U_s, il potenziale globale corrispondente alla corrente di saturazione.

Le costanti dell'equazione sono I_s ed U_s.

Perciò, quando siano noti: la corrente di saturazione ed il potenziale di saturazione, si potrà senz'altro costruire per punti la caratteristica globale, assumendo in un sistema di due assi cartesiani ortogonali, come ascisse le tensioni globali U e come ordinate le correnti i_p.

(*) Il suddetto articolo è stato tradotto dal Sig. Ten. Col. Amoroso Cav. Federico e pubblicato nel presente numero del Bollettino R. T.

L'equazione è valida nel tratto compreso fra $i_p = O$ ed $i_p = I_s$. Allorchè si cominciano a manifestare i fenomeni di emissioni secondarie, per cui i_p decresce con l'aumentare del potenziale globale oltre il limite U_s, l'equazione suddetta è meno rigorosa ma è ancora grossolanamente approssimata perchè tanto la curva teorica quanto la sperimentale tendono a discendere.

Per tensioni globali negative l'equazione è in difetto perchè dà una corrente positiva crescente anzichè nulla.

L'equazione stessa prescinde dal valore della tensione di filamento col variare della quale variano, com'è noto, tanto I_s quanto U_s, senza peraltro che l'andamento della caratteristica globale cambi in maniera sensibile. Sicchè l'equazione suddetta è valida entro ampi valori di V_f.

Nella figura 1 sono riportate le curve caratteristiche globali per $V_g = O$, di sette triodi a consumo ridotto con filamenti di varia natura ed aventi le caratteristiche indicate nella seguente tabella.

Tipo del triodo	$V_f =$ Volt	$I_f =$ m. A.	$\rho =$ ohm	$V_p =$ Volt	Coeff. amplif.	Pendenza m.A./V.	i_p normale m. A.
Philips B 406 . . .	4	111	4300	50 ÷ 150	6	1,4	7,5
» A 425 . . .	4	68	20800	50 ÷ 150	25	1,2	0,8
» A 409 . . .	4	68	7500	20 ÷ 150	9	1,2	3,5
Edison R R B F . .	4	82	5200	50 ÷ 120	10	1,9	5
» V 1 102 . .	3	67	20000	20 ÷ 100	8	0,30	3
Zenith R R B F. . .	4	76	5250	30 ÷ 150	10	1,9	7
Del Vecchio D V 3 .	3,5	107	13500	30 ÷ 150	6	2	2

Nella stessa figura 1 è tracciato, in linea molto marcata, la caratteristica globale dedotta dall'equazione (1).

Per il confronto delle diverse caratteristiche globali, ho attribuito ad U_s ed a I_s gli stessi valori assoluti rappresentati nella figura 1 dall'ascissa di mm. 170 (U_s) e dall'ordinata di mm. 170 (I_s), e gli stessi valori ho attribuito alle costanti dell'equazione (1).

Dall'esame della figura, si osserva che: la caratteristica teorica ha lo stesso andamento medio delle caratteristiche sperimentali. Essa fornisce valori molto prossimi alle caratteristiche dei triodi RRBF Zenith, A 409 e B 406 Philips, le quali hanno identica tensione di filamento ed hanno: impedenza interna, emissione e pendenza non molto discoste; mentre fornisce valori superiori a quelli relativi alle caratteristiche dei triodi Edison V 1 102, Del Vecchio D V 3, Philips A 425, i quali hanno caratteristiche di funzionamento particolari.

Il tracciamento della caratteristica globale risultante dall'equazione (1) è, come si vede, molto agevole.

Difatti, l'equazione (1) messa sotto la forma:

$$y = 3x^2 - 2x^3, \qquad \text{in cui } y = \frac{i_p}{I_s}\,;\ x = \frac{U}{U_s}\,;$$

fornisce, per valori di x compresi fra O e 1, valori di y compresi fra O e 1. Quindi fissati in una determinata scala tanto il valore di I_s come ordinata, quanto il valore di U_s come ascissa, si deducono rapidamente tutti i valori di i_p da O ad I_s, i quali raccordati forniscono la caratteristica globale teorica rappresentata dall'equazione proposta dal Sig. Colonnello Sacco.

ING. DONATO GILIBERTI
CAPITANO DEL GENIO

Direttore responsabile: Prof. G. VANNI.

Anno 8° - N. 4. Luglio-Agosto 1929-A. VII.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO

DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino Radiotelegrafico del R. Esercito

SOMMARIO:

BALTH VAN DER POL. - Una nuova trasformazione nella teoria della corrente alternata con una applicazione alla teoria dell' audizione.

J. ZENNECK - L'importanza della radiotelegrafia nella scienza.

ABBONAMENTO.

ANNUO (6 numeri). . . . L. 12
UN NUMERO SEPARATO . . L. 3

Inviare l'importo a mezzo vaglia alla DIREZIONE DELL' ISTITUTO R. T. ED E. DEL GENIO MILITARE, Viale Mazzini 8. ROMA (49)

Roma, Tipo-Lit. Off. R.T. ed E. del Genio Mil.
N. 16 - 1929-VII.

Anno 8° - N. 4. Luglio - Agosto 1929 - Anno VII.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino Radiotelegrafico del R. Esercito

Diretto dal Prof. G. VANNI

Una nuova trasformazione nella teoria della corrente alternata con una applicazione alla teoria dell'audizione.

BALTH VAN DER POL. — *Philosophical Magazine*. — Marzo 1929
(Traduzione del T. Col. F. AMOROSO)

Nella ordinaria teoria lineare della corrente alternata una reattanza induttiva è rappresentata normalmente da $+ j \omega L$ mentre una reattanza capacitiva è indicata con $- \frac{j}{\omega C}$. Perciò la parte immaginaria di una impedenza può aver tanto un segno positivo che uno negativo. Finchè erano conosciute solamente le resistenze positive, la parte reale di una impedenza era sempre positiva (indipendente dalla costituzione della rete di lavoro considerata). Ma coll'avvento delle resistenze negative (come per es. l'arco, il dynatron od una valvola in reazione) anche la parte reale di una impedenza, come la parte immaginaria, può assumere ambedue i segni.

La trasformazione considerata qui (e che può essere chiamata trasformazione j) consiste nel moltiplicare tutte le impedenze complesse della rete di lavoro rispettivamente per j, j^2, j^3, j^4 essendo $j = \sqrt{-1}$. Benchè matematicamente queste trasformazioni rappresentino naturalmente soltanto una rotazione del vettore impedenza degli angoli rispettivamente $\pi 2$, π, $\frac{3\pi}{2}$, e 2π l'interpretazione fisica di queste trasformazioni può condurre ad alcuni nuovi circuiti o, a prima vista, a relazioni inaspettate tra circuiti che hanno proprietà ben conosciute.

Evidentemente la trasformazione j^4 trasforma il circuito in sè stesso e perciò non porta a niente di nuovo. D'altra parte la trasformazione j^2 implica la moltiplicazione per -1 di ogni elemento di circuito primario. Ciò significa che nella rete considerata, ogni resistenza positiva è sostituita da una resistenza negativa della medesima grandezza in valore assoluto e, analogamente, ogni capacità positiva da una negativa, e viceversa. Con questa interpretazione fisica della trasformazione j^2, ogni rete così trasformata conserva la sua impedenza (ma moltiplicata per -1) per tutte le frequenze. La necessità di creare induttanze e capacità negative non porta (almeno sulla carta) difficoltà, ora che le resistenze negative sono di uso comune, poichè la rete equivalente della figura 1-*a* è la figura 1-*b* come può essere facilmente verificato [1].

---

[1] L'impedenza complessiva del circuito rappresentato nella figura 1-*a* è data da:

$$Z_{AB} = R + \frac{1}{-\frac{1}{R} + \frac{1}{R - \frac{j}{\omega C}}} = R + \frac{1}{-\frac{1}{R} + \frac{\omega C}{R\omega C - j}} =$$

$$= R + \frac{1}{\frac{-(R\omega C - j) + R\omega C}{R(R\omega C - j)}} =$$

$$= R + \frac{R(R\omega C - j)}{j} = -j\omega R^2 C$$

che corrisponde all'impedenza del circuito della figura 1-*b*.

(*N. del T.*)

Possiamo perciò coll'aiuto di due resistenze positive ed una negativa e di una capacità, costruire una induttanza negativa che è indipendente dalla frequenza. Il circuito della figura 1-*a* si com-

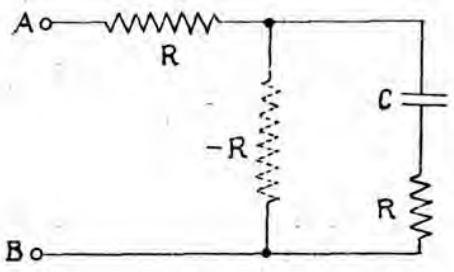


FIGURA 1-*a*.

porta precisamente come se fosse inserita tra gli estremi A e B una induttanza negativa di valore assoluto $L = C\,R^2$.

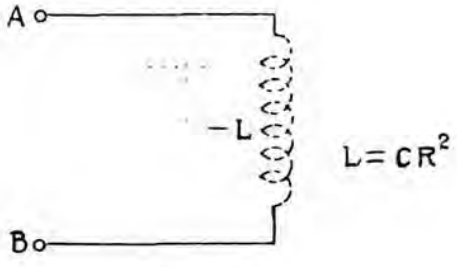


FIGURA 1-*b*.

Analogamente una capacità negativa (di nuovo indipendente dalla frequenza) può essere ottenuta nella figura 2-*a* che parla da sè (*).

Così la rete della figura 2-*a* è equivalente ad una capacità negativa di valore assoluto $C = L\,R^{-2}$, (fig. 2-*b*), come

(*) Vedi BARTLETT - Journal of Inst. of Elect. Eng. (Londra) LXV - p. 373 (1927), oppure Brevetto inglese 278036.

può essere facilmente verificato [2]. Naturalmente in un circuito che contiene, tra l'altro, resistenze negative, sorgono spesso insta-

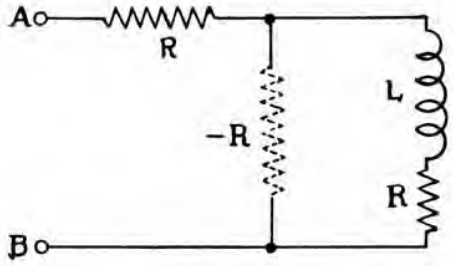


FIGURA 2-*a*.

bilità. La stabilità di un tale circuito può tuttavia essere calcolata. Immaginiamo perciò con Barkhausen (Phys. Zschr XXVII p. 43, 1926)

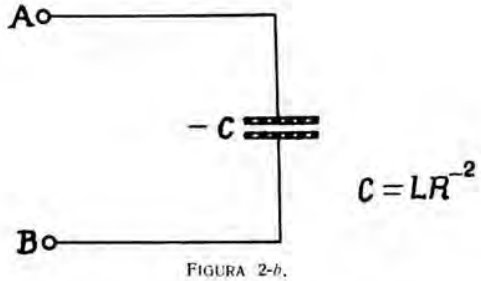


FIGURA 2-*b*.

una piccola induttanza, inserita in serie con un arco ed una piccola capacità sciuntata da un dynatron o da un triodo. Questo sistema può allora essere ulteriormente investigato con l'aiuto dei deter-

---

[2] Analogamente al caso precedente si ha:

$$Z_{AB} = R + \frac{1}{-\frac{1}{R} + \frac{1}{R + j\,\omega\,L}} = R + \frac{1}{\frac{-(R + j\,\omega\,L) + R}{R^2 + j\,\omega\,L\,R}} =$$

$$= R + \frac{R^2 + j\,\omega\,L\,R}{-j\,\omega\,L} = j\,\frac{R^2}{\omega\,L}\,.$$

Ossia il circuito della figura 2-*a* è equivalente ad una capacità di valore $C = L\,R^{-2}$.

(*N. del T.*)

minanti di Hurwitz, che danno le condizioni affinchè le parti reali di tutte le radici di una equazione siano negative. (Trovo che questi determinanti possono essere notevolmente semplificati e spero di ritornare brevemente sull'argomento).

Venendo ora alla trasformazione j e alla trasformazione j^3 sarà chiaro che quest'ultima può essere dedotta dalla precedente per mezzo di una trasformazione j^2, cosicchè possiamo limitare ulteriormente le nostre considerazioni solamente alla trasformazione j.

Siccome la reattanza di una capacità o di una induttanza dipende dalla pulsazione ω della f. e. m. applicata, la trasformazione j può essere usata per una determinata frequenza alla volta, cosicchè quando è considerata una frequenza diversa, il risultato fisico numerico della trasformazione j è anche diverso. Applicando la trasformazione j ogni resistenza positiva R della rete per mezzo della moltiplicazione j, diventa jR e deve essere interpretata fisicamente come $j\omega L'$; cioè ogni resistenza positiva R è trasformata in un'induttanza L' di valore assoluto $L' = R\omega^{-1}$.

Analogamente ogni resistenza negativa $-R$ deve essere sostituita da una capacità $C' = (\omega R)^{-1}$. Inoltre ogni impedenza $j\omega L$ diventa $jj\omega L = -\omega L = -R'$, ossia ogni induttanza L deve essere sostituita da una resistenza negativa $-R'$ di valore assoluto $R' = (\omega L)^{-1}$. Finalmente ogni reattanza di capacità $1/j\omega C$ diventa $j/j\omega C = (\omega C)^{-1}$. Questa espressione è reale e positiva; quindi ogni capacità (di valore C) deve essere sostituita da una resistenza R', dove $R' = (\omega C)^{-1}$.

È evidente che nell'ordinaria rappresentazione vettoriale la trasformazione j implica semplicemente una rotazione di 90° del diagramma vettoriale e occorrerà poi studiare il significato fisico del diagramma.

La trasformazione j può evidentemente essere estesa a trasformazioni come quelle $j^{1/2}$, significando una rotazione di $\pi/4$. Tuttavia ci limiteremo solamente a potenze intere di j.

Consideriamo per es. una connessione in serie di L, C, $+r_1$ e $-r_2$. A questo sistema lineare supponiamo applicata una f.e.m. di pulsazione ω. Variando L o C possiamo portare il sistema alla « *risonanza di reattanza* ». Quando, come nel caso di un ricevitore radioelettrico con reazione, portiamo, per mezzo della reazione, r_2

ad essere prossima per quanto è possibile ad r_1 (aggiustando la reazione al punto critico) facciamo nuovamente la stessa cosa, ma solamente dopo una trasformazione j, e così si può dire in senso lato, che aggiustare la resistenza totale fino al valore zero, significa portare il sistema alla *risonanza di resistenza*. Consideriamo adesso qualche semplice circuito a c. a. avente proprietà speciali, e cerchiamo di studiare che cosa essi diventano dopo una trasformazione j.

Esempio 1°.

Consideriamo la figura 3-*a*, che rappresenta un circuito ben noto quale è molto spesso usato, per es., in una valvola amplificatrice.

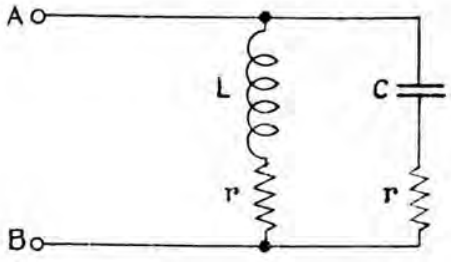


FIGURA 3-*a*.

Questo circuito ha la proprietà che nella condizione di risonanza, ossia per

$$j\,\omega\,L = -\frac{1}{j\,\omega\,C} \qquad (1)$$

l'impedenza equivalente Z_{AB} tra i punti A e B è

$$Z_{AB} = \frac{\frac{L}{C} + r^2}{2\,r} \qquad (2)$$

ed è perciò reale ossia è una resistenza pura [3]. Dopo una trasformazione j la figura 3-*a* si trasforma nella 3-*b*, tale che

$$j\,\omega\,L = -\,r'_1$$

$$\frac{1}{j\,\omega\,C} = +\,r'_2$$

$$r = j\,\omega\,L'$$

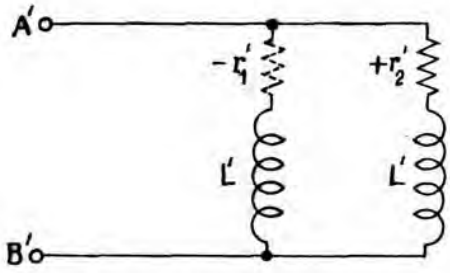


FIGURA 3-*b*.

Così la condizione (1) diventa

$$r'_1 = r'_2 \qquad (1')$$

ossia nel circuito derivato la eguaglianza dei moduli delle due

---

[3] L'impedenza del circuito della figura 3-*a* è data da:

$$Z_{AB} = \frac{1}{\dfrac{1}{r + j\,\omega\,L} + \dfrac{1}{r - \dfrac{j}{\omega\,C}}}\,.$$

Se è soddisfatta la condizione di risonanza (1)

$$j\,\omega\,L = -\,\frac{1}{j\,\omega\,C}$$

sarà

$$Z_{AB} = \frac{1}{\dfrac{1}{r + j\,\omega\,L} + \dfrac{1}{r - j\,\omega\,L}} = \frac{1}{\dfrac{(r - j\,\omega\,L) + (r + j\,\omega\,L)}{r^2 + \omega^2\,L^2}} =$$

$$= \frac{r^2 + \omega^2\,L^2}{2\,r} = \frac{r^2 + \dfrac{L}{C}}{2\,r}\,.$$

(*N. del T.*)

resistenze, corrisponde alla condizione di risonanza dei circuito originale. Inoltre la speciale proprietà (2) del circuito originale diventa, dopo la nostra trasformazione j

$$Z'_{A'B'} = \frac{-r'_1 r'_2 - \omega^2 L'^2}{2 j \omega L'} = j \omega L' \cdot \frac{\omega^2 L'^2 + r'^2}{2 \omega^2 L'^2} \qquad (2')$$

od, in altre parole, il sistema della figura 3-*b* si comporta come una pura induttanza quando i valori numerici di $-r'_1$ e r'_3 sono resi eguali.

Esempio 2°.

Il circuito della figura 4-*a* ha la proprietà che quando $j\omega L = -\frac{1}{j\omega C'}$ cioè nelle condizioni di risonanza, la corrente i_z attraverso la impedenza arbitraria Z è indipendente da questa impedenza cioè:

$$i_z = \frac{E}{j \omega L} \quad [4]. \qquad (3)$$

Dopo l'applicazione della trasformazione j la figura 4-*a* si trasforma nella 4-*b*. Quindi nuovamente la condizione di risonanza

---

[4] Infatti si ha che la tensione agli estremi del condensatore C è

$$E - j L \omega i_l = -\frac{j}{\omega C} i_c$$

avendo chiamato i_l la corrente attraverso L e i_c quella attraverso il condensatore C. E quindi se $\omega L = \frac{1}{\omega C}$

$$E - j L \omega i_l = -j \omega L i_c$$

$$E = j L \omega (i_l - i_c).$$ Ma per Kirkoff $i_l - i_c = i_z$

e quindi

$$i_z = \frac{E}{j \omega L}$$

(N. del T.)

della figura 4-*a* è trasformata nella eguaglianza dei valori numerici delle due resistenze — r' e r' nella figura 4-*b*. L'impedenza arbitraria della figura 4-*a* è trasformata in un'altra impedenza arbitraria della figura 4-*b*. Inoltre la (3) si trasforma nella:

$$i_z' = -\frac{E}{r'} \qquad (3')$$

o in parole: la corrente attraverso Z' è indipendente dalla impedenza Z' stessa, cosicchè quando invece di E sen ωt è applicata

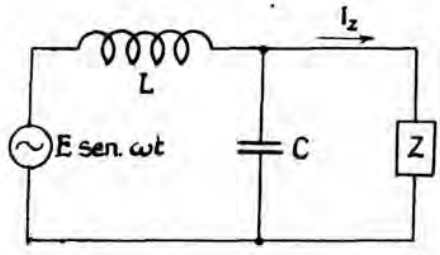
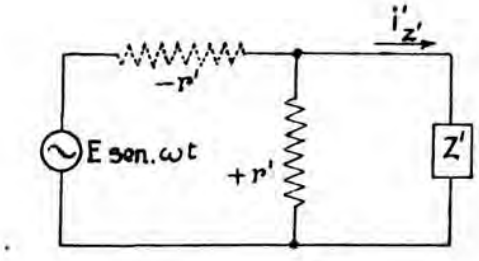


FIGURA 4-*a*



BIBLIOTECA N42
ROMA
VITTORIO EMANUELE

FIGURA 4-*b*

una f. e. m. di forma d'onda arbitraria la corrente attraverso Z' è un'immagine esatta tanto in ampiezza che in fase della f. e. m. applicata (*).

(*) Queste proprietà della figura 4-*b* era già stata ricavata da Bartlett *l. c.*

Esempio 3°.

Sia una determinata corrente i che passi attraverso gli estremi A e B della figura 5-*a*. È facile dimostrare che per la risonanza la E_z che si sviluppa attraverso la impedenza Z sarà:

$$E_z = \frac{i}{j\omega C} \qquad [5]$$

e perciò non dipende dal valore o dalla costituzione di Z.

La trasformazione j della figura 5-*a* è mostrata dalla figura 5-*b*. Se in quest'ultima la resistenza negativa $-r'$ è fatta numericamente

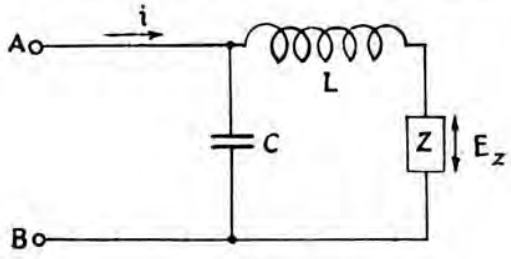


FIGURA 5-*a*

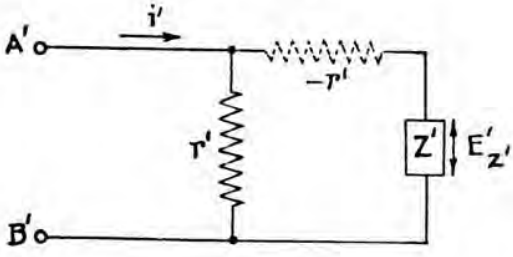


FIGURA 5-*b*

---

[5] Come nel caso precedente si ha:

$$-j\frac{i_c}{\omega C} = j\omega L i_l + E_z$$

e se

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}$$

$$-j\omega L i_c = j\omega L i_l + E_z$$

$$-j\omega L (i_c + i_l) = E_z$$

Ma

$$i_c + i_l = i$$

e quindi

$$E_z = -j\omega L i = \frac{i}{j\omega C}$$

C. d. d.

(N. del T.)

uguale alla positiva r' allora la d. d. p. che si sviluppa ai capi dell'impedenza arbitraria Z' è una immagine esatta dalla corrente i che entra nel sistema, indipendentemente dalla sua forma d'onda.

Esempio 4°. (Applicazione alla teoria della audizione).

Consideriamo il circuito della figura 6-*a*. Per una f. e. m. impressa di frequenza ω data da

$$\omega^2 = \frac{1}{2LC} \tag{4}$$

l'impedenza Z_{AB} tra gli estremi $A\,B$ è data [6] da:

$$Z_{AB} = j\omega L \cdot \frac{1 - j\omega CR}{1 + j\omega CR} = j\omega L\, e^{-2j\theta} \tag{5}$$

dove

$$\operatorname{tg}\theta = \omega CR. \tag{6}$$

---

[6] Si ha infatti:

$$Z_{AB} = j\omega L + \frac{1}{\frac{1}{R} - \frac{1}{j/\omega C}} = j\omega L + \frac{Rj}{j - \omega CR} =$$

$$= \frac{-\omega L - j\omega^2 LCR + Rj}{j - \omega CR}$$

e se

$$\omega^2 = \frac{1}{2LC}$$

$$Z_{AB} = \frac{-\omega L + j\frac{R}{2}}{j - \omega CR} = j\omega L \frac{j + \omega CR}{j - \omega CR} = j\omega L \frac{1 - j\omega CR}{1 + j\omega CR}$$

Si ha poi in generale:

$$e^{j\theta} = \cos\theta + j\operatorname{sen}\theta$$

da cui:

$$1 - j\omega CR = \sqrt{1 + \omega^2 C^2 R^2}\; e^{-j\theta} \qquad \text{ove } \operatorname{tg}(-\theta) = \omega CR$$

e

$$1 + j\omega CR = \sqrt{1 + \omega^2 C^2 R^2}\; e^{j\theta} \qquad \text{ove } \operatorname{tg}\theta = \omega CR$$

e infine

$$Z_{AB} = j\omega L \frac{e^{-j\theta}}{e^{j\theta}} = \omega L\, e^{-2j\theta}.$$

(N. del T.)

Vediamo perciò che per la determinata frequenza data dalla (4) il modulo dell'impedenza tra i punti A e B della figura 6-*a* non varia con il valore di R. Se perciò si mantiene tra gli estremi $A\,B$ una forza elettromotrice di ampiezza costante e di frequenza $\omega^2 = (2\,L\,C)^{-1}$, l'ampiezza della corrente che attraversa il ramo L non è influenzato dal valore di R, mentre la sua fase si. Questa costituisce una proprietà veramente notevole per quanto riguarda le misure, perchè possiamo cambiare la fase fino a 180° senza che vari l'ampiezza.

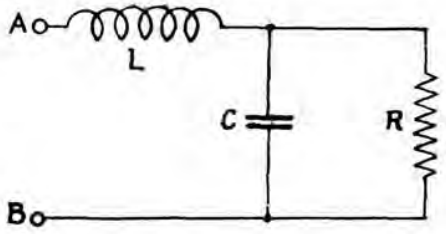


FIGURA 6-*a*

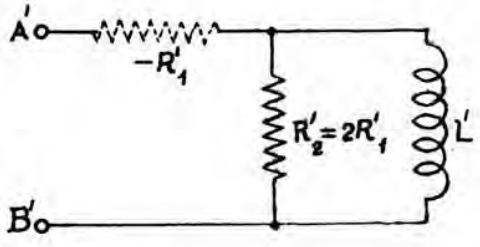


FIGURA 6-*b*

Se ora applichiamo nuovamente la trasformazione j al sistema della figura 6-*a* si ottiene la figura 6-*b*.

La frequenza di risonanza del circuito precedente (4) che può essere scritta:

$$j\,\omega\,L = -\,\frac{1}{2\,j\,\omega\,C'}$$

diventa ora

$$R_2' = 2\,R_1',$$

e non dipende dalla frequenza. L'impedenza $Z'_{A'B'}$ della figura 6-*b* diventa ora:

$$Z'_{A'B'} = -R_1' \cdot \frac{R_2' - j\,\omega\,L'}{R_2' + j\,\omega\,L'} = -R_1'\,e^{-j2\theta'} \qquad (5')$$

dove

$$\operatorname{tg}\theta' = \frac{\omega\,L'}{R_2'} .$$

Il nostro circuito della figura 6-*b* ha perciò le seguenti proprietà: Il modulo dell'impedenza della rete tra i punti A' e B' è il medesimo per tutte le frequenze, ed è indipendente dal valore di L': la fase invece dipende dal valore di L'. Se perciò applichiamo tra gli estremi A' B' una f. e. m., qualunque sia la sua forma e per quanto complicata sia, tutte le ampiezze delle varie componenti armoniche della corrente che entra in A' saranno esattamente proporzionali alle corrispondenti ampiezze delle armoniche della f. e. m. Le correnti invece sono sfasate rispetto alla f. e. m. di una quantità dipendente dalla frequenza.

Possiamo renderci conto direttamente dei casi limiti. Per una frequenza bassissima il ramo L' forma un corto circuito in parallelo al ramo R'_2. Quindi per una frequenza bassissima la impedenza

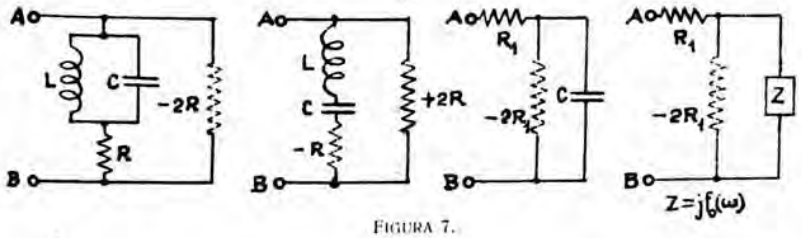


FIGURA 7.

$Z'_{A'B'}$ si avvicina a $-R'_1$. Per una frequenza altissima d'altra parte, il ramo L' (in parallelo al ramo R'_2) può essere trascurato, ottenendosi così una impedenza totale $Z'_{A'B'} = -R'_1 + R'_2 = -R'_1 + 2R'_1 = +R'_1$. La variazione di fase possibile è perciò di 180°.

Possono essere immaginati parecchi circuiti che posseggono le suddette proprietà. Nella figura 7 sono riportati alcuni altri esempi.

(Con $Z = j f_o(\omega)$ s'indica una impedenza composta solamente di induttanza e capacità).

Per tutti tali circuiti, aventi la suddetta proprietà, l'impedenza Z può essere espressa nella maniera seguente:

$$Z = R \frac{f_e(\omega) - j f_o(\omega)}{f_e(\omega) + j f_o(\omega)} = R\, e^{-2j\theta}$$

dove $f_e(\omega)$ e $f_o(\omega)$ rappresentano rispettivamente una funzione pari e dispari e dove

$$\text{tg. } \theta = \frac{f_o(\omega)}{f_e(\omega)}$$

e R rappresenta una resistenza ohmica.

È interessante osservare che i circuiti considerati sono abbastanza diversi dal circuito della figura 8 descritto da Möller (*)

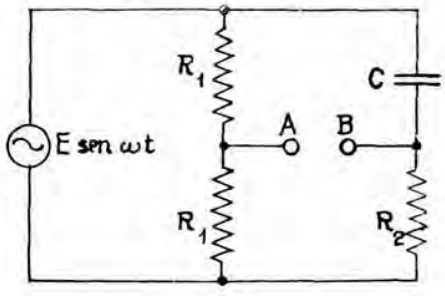


FIGURA 8.

dove l'ampiezza della differenza di potenziale tra A e B è indipendente dalla frequenza della sorgente E sen ωt mentre la fase dipende da essa. Tuttavia ciò è vero solamente finchè la resistenza interna della sorgente E sen ωt è nulla, il che è difficile a realizzare in pratica con i triodi.

La proprietà descritta di lasciare invariate le ampiezze di tutte le componenti armoniche, variando solamente la fase, ci dà un

(*) H. G. MÖLLER - Schwingungsaufgaben p. 43 (Hirzel - Leipzig 1928).

mezzo di verificare sperimentalmente la ben conosciuta legge acustica di Ohm, che stabilisce che il nostro orecchio percepisce di un suono complicato soltanto l'ampiezza delle varie componenti, ma non può riconoscere le fasi di queste componenti. Perciò qualunque variazione arbitraria fatta nelle fasi delle componenti, non varierà la nostra percezione del suono, finchè sono lasciate inalterate le ampiezze.

Per dimostrare tale legge, venne usato il circuito mostrato nella figura 9. Il primo triodo agisce come un amplificatore mentre

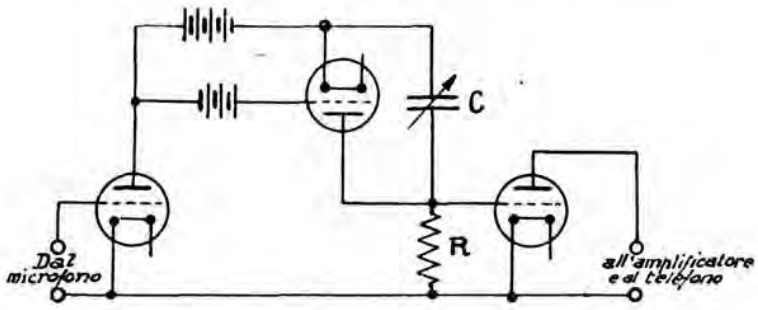


FIGURA 9.

il secondo è usato come un dynatron che fornisce una resistenza negativa. Essenzialmente questo circuito è equivalente a quello della figura 10. La corrente attraverso R rappresenta un'immagine

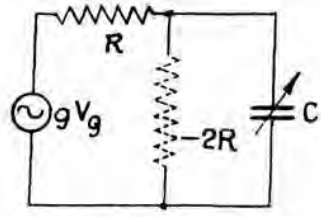


FIGURA 10.

esatta dell'ampiezza (non della fase) del potenziale di griglia del primo trioco. Le variazioni di potenziale sopra R sono le variazioni di potenziale di griglia del primo circuito.

Se il circuito della figura 9 è opportunamente aggiustato, l'ampiezza delle varie componenti del suono, emesse avanti al microfono, non sono influenzate da una variazione di C mentre lo sono le loro fasi. Se ora uno ascolta ad un alto parlante connesso al lato esterno del circuito della figura 9, mentre qualche altro parla in un microfono posto in una stanza diversa, non sarà osservata nemmeno la più piccola differenza anche se si dà una variazione notevole (fino a 180° e con una L inserita in serie con la C, anche di 360°) delle fasi della componente. Questo fatto era osservato da parecchie persone, così che la suddetta legge di Ohm fu riconosciuta vera fino a variazioni di fase di 360°. Naturalmente il microfono e l'amplificatore producono di già qualche variazione di fase. Tuttavia il fatto che le fasi delle componenti possono essere tanto avanzate che ritardate, giustifica la precedente conclusione.

Per rumori non periodici, come per es. il linguaggio parlato, il ritardo di fase può immaginarsi che arrivi al di là di 360°. Per esempio all'estremità ricevente di un lungo cavo telefonico, il tempo di arrivo delle più alte componenti del discorso può essere relativamente diverso da quello delle più basse componenti, e questo ritardo relativo può naturalmente ammontare a parecchi periodi. Non ci si può aspettare che l'orecchio sia assolutamente insensibile a ritardi relativi così lunghi, e la pratica con i cavi conferma questi fatti.

Per rumori periodici (come le vocali) e ampiezze normali invece, i suddetti esperimenti confermano in sostanza la classica legge acustica di Ohm, che era trovata anche essere valida per rumori aperiodici (la parola parlata) finchè il ritardo relativo di fase tra componenti alte e basse non era più grande di 360° al di là delle alte componenti.

Infine vennero presi oscillogrammi di varie vocali, con e senza cambiamenti di fase relativi e la curva per la vocale a (la pronunzia in lingua olandese di questa vocale è abbastanza prossima a quella in lingua tedesca) è data dalla figura 11 nella quale l'oscillogramma più basso dà la vocale non distorta, mentre in quello in alto è distorta di fase (per frequenza fondamentale $= 140$ sec.$^{-1}$). È curioso notare che benchè la f. e. m. dell'onda di due oscillogrammi sia

molto differente non vi è la più piccola differenza udibile. Questo oscillogramma fu preso dal Sig. Van der Mark di questo laboratorio

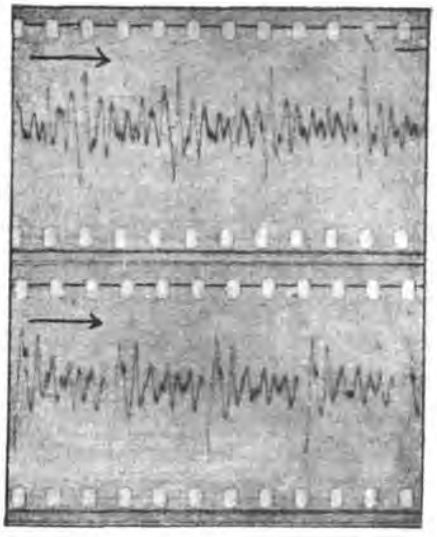


FIGURA 11.

Vocale a: pellicola 2 presa nel modo ordinario; pellicola 1 presa con le fase delle componenti spostate.
Non c'è differenza udibile tra la 1 e la 2.

che in un altro articolo descriverà la teoria di questi esperimenti (dove saranno anche mostrati altri esempi di oscillogrammi di vocali).

L' importanza della radiotelegrafia nella scienza

J. ZENNECK — *Proceedings of the Institute of Radio Engineers* - Gennaio 1929.

(Traduzione del T. Col. F. AMOROSO)

Sento che devo prima di tutto congratularmi per aver scelto un tema di carattere così generale qual'è la discussione dei debiti che ha la scienza verso la radiotelegrafia. Invero la massima parte degli articoli letti avanti a questo Istituto, si riferiscono a problemi speciali di vera e propria radiotelegrafia; ma spero che, in considerazione del carattere un pò straordinario di questa riunione, una eccezione a questa regola potrà essere permessa dato che io non sono un professore di radiotelegrafia, ma di fisica generale sperimentale.

Non v'ha dubbio che lo stupendo sviluppo della radiotelegrafia stessa, avrebbe costituito il tema più attraente per una conferenza, così attraente invero, che esso è diventato argomento di prammatica per discorsi inaugurali di riunioni radiotecniche. Essendo stato per molto tempo membro del vostro comitato di standardizzazione, io apprezzo certamente la standardizzazione, ma in materia di discorsi preferisco una produzione individuale.

Avendo accennato allo sviluppo della radiotelegrafia, lasciatemi dire poche parole sul « periodo romantico nel campo della radio » per adoperare la stessa espressione del dottor Alfredo N. Goldsmith, e permettete che ne tratti in una maniera un poco romantica. Nel 1900 eravamo molto orgogliosi quando durante gli esperimenti eseguiti nel mare del Nord con un trasmettitore Braun eravamo riusciti a stabilire comunicazioni senza filo tra l'isola di Heligoland e la costa, ad una distanza cioè di circa 30 miglia. Non mi domandate per piacere che cosa a quell'epoca significassero le comunicazioni senza filo. Credetemi che ciò che noi realizzavamo

non era nè peggiore nè migliore di quanto prendeva allora il gran nome di comunicazione senza fili. Il nostro scopo era di arrivare alle 100 miglia. Molto presto queste vennero raggiunte da noi e da altri, e siccome la distanza alla quale i dispacci senza fili potevano essere trasmessi aumentava gradatamente, la meta veniva spinta sempre più in là, ed infine l'ideale degli appassionati della radio diventò πR dove π rappresenta il numero ciclico, ed R il raggio della terra. In altre parole essi sognavano comunicazioni senza filo con gli antipodi proprio come adesso alcuni entusiasti stanno sognando un traffico aereo con la luna.

Venne poi il tempo in cui furono stabilite le radio comunicazioni con gli antipodi per mezzo di onde corte e con potenza molto minore di quella che ciascuno avrebbe pensato. Un tale risultato venne grandemente deplorato da ogni vero entusiasta della radio, perchè sembrava che non fosse più possibile nessun ulteriore record, dato che per ragioni rispettivamente matematiche e geografiche nè π, nè R potevano essere aumentati. Ma la telegrafia senza fili sorpassò questo limite che la natura sembrava aver imposto ad ogni ulteriore sviluppo. Tutti voi sapete che è diventato possibile ricevere radio onde che hanno viaggiato almeno due volte intorno alla terra. Tutto ciò sembra un romanzo ma non lo è. Dopo quanto è stato compiuto a partire dall'esperienze di laboratorio di Hertz e dall'invenzione di Marconi, fino ad oggi, la radiotelegrafia presenta uno sviluppo senza eguali nella storia della scienza naturale e tecnica.

Non intendo dilungarmi più a lungo intorno a ciò. Quello che invece desidero, è di illustrare con un certo numero di esempi la influenza che questo sviluppo della radiotelegrafia ha avuto sulla scienza, e in primo luogo sulla fisica, la madre della telegrafia senza fili.

I.

Devo cominciare con quella parte della fisica, nella quale la telegrafia senza fili è cresciuta, e che naturalmente ha per la prima sentito l'influenza della nuova arte. Voglio accennare alla teoria delle oscillazioni.

La vecchia equazione di Kirchoff e Lord Kelvin

$$L\frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C}\int i \cdot dt = e$$

che determina le oscillazioni di un circuito, le quali possono essere libere o forzate a seconda che la f. e. m. «e» è o no eguale a zero, rimane ancora. Ma grazie all'esperienza che abbiamo acquistata in radiotelegrafia, sappiamo che questa equazione copre possibilità mai pensate, al tempo nel quale essa venne sviluppata. In quell'epoca sarebbe stato quasi assurdo attribuire ad L, R, C, un significato diverso da quello di costanti del circuito indipendenti dalla corrente in esso. Così per oscillazioni libere il risultato era

$$i = I e^{-\delta t} \operatorname{sen} (\omega t + \alpha')$$

cioè una oscillazione di pulsazione $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ed un'ampiezza decrescente con il tempo secondo una legge esponenziale. Per dozzine di anni questa fu considerata come l'unica soluzione della suddetta equazione.

Ma ben presto, dopo l'inizio della radiotelegrafia, al tempo nel quale i trasmettitori con le loro rumorose ed accecanti scintille, sembravano essere piuttosto apparati di illuminazione che apparati tecnici, sorse qualche dubbio sulla validità della soluzione precedentemente accennata per i circuiti includenti uno spinterometro. Per lo meno non era evidente di per se stesso che l'energia assorbita da una scintilla durante un tempo elementare $d\,t$ dovesse essere determinata dalla medesima legge valida nel caso di una resistenza ohmica, e che quindi potesse essere espressa da un termine $R\,i^2\,d\,t$, con R costante. Per mezzo di un tubo a raggi catodici di Braun, io feci accurate misure su di un circuito contenente uno spinterometro, ed affetto da piccolissima resistenza ohmica e ricavai una curva (1) che dava l'ampiezza di queste oscillazioni in funzione del tempo. Trovai una curva simile a quella della

(1) J. Zenneck Ann. Phys. 13-822-1904.

fig. 1 che è copiata dal mio articolo originale e che dimostra che la diminuzione di ampiezza segue una legge di variazione lineare piuttosto che esponenziale, il che significa che in un circuito con-

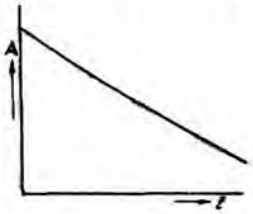


Fig. 1 — Riduzione dell'intensità della corrente in un circuito che contiene uno spinterometro.

tenente una scintilla, il termine R non può essere considerato come costante.

Se dal punto di vista fisico, questo risultato poteva essere interessante, in pratica non porta molta differenza che l'ampiezza decresca secondo una legge lineare piuttosto che esponenziale. Tuttavia quando sorsero i generatori ad arco ed a valvola, questa cognizione indicò possibilità radicalmente nuove e fino allora impensate. Se per es. il circuito di un generatore ad arco è chiuso, noi

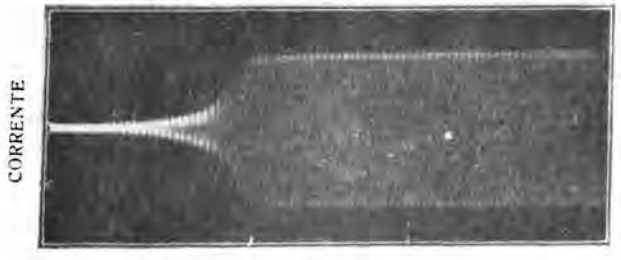


Fig. 2 — Aumento della corrente alla chiusura di un generatore ad arco.

abbiamo nel circuito una corrente oscillatoria come quella mostrata nell'oscillogramma della fig. 2 (che l'autore ricavò molto tempo fa con un tubo di Braun) (2), e le curve corrispondenti di un generatore a valvola sono molto simili. Da tali curve si vede, che l'am-

(1) J. Zenneck - Ann. Phys. 43-481-1914.

piezza prima aumenta, e poi raggiunge un valore costante. Se noi manteniamo almeno formalmente la nostra equazione scritta sopra, il termine relativo alla resistenza R ha prima un valore negativo che gradatamente si riduce a zero. Se una trentina di anni fa, qualcuno avesse proposto di discutere la suddetta equazione nella ipotesi di una resistenza R negativa, può darsi che qualche matematico lo avrebbe fatto volentieri, poichè non ha per lui importanza che un termine abbia un segno negativo o positivo. Ma sono sicuro che un fisico si sarebbe con indignazione rifiutato di considerare una resistenza negativa, che egli avrebbe considerato come una assurdità fisica. Adesso abbiamo imparato che in un circuito oscillante, connesso opportunamente ad un arco o ad una valvola, l'energia liberata può superare quella assorbita nel circuito, e che possiamo rappresentare perfettamente bene un circuito simile con la equazione precedente, introducendo una resistenza negativa, di valore decrescente coll'aumentare dell'intensità della corrente.

Inoltre se ad un tale circuito con oscillazioni automantenute di frequenza per es. f_0 viene applicata una forza elettromotrice, la frequenza f della quale è gradatamente variata, ci aspet-

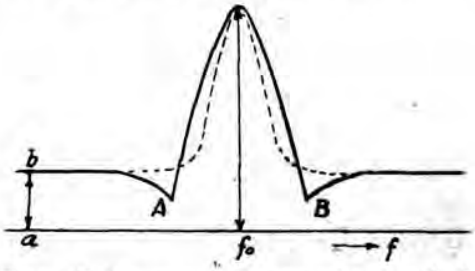


Fig. 3 — Curva di risonanza di un generatore a valvola quando ad esso viene impressa una f. e. m. di ampiezza costante ma di frequenza f variabile.

teremmo di trovare nel sistema due oscillazioni, e precisamente la oscillazione libera automantenuta di frequenza costante f_0, e l'oscillazione forzata, di frequenza variabile f. Ci aspetteremmo inoltre che il valore efficace della corrente fosse la risultante di quelli delle due oscillazioni, e perciò che la curva di risonanza avesse la forma della curva punteggiata della fig. 3, in cui a b

corrisponde al valore efficace delle oscillazioni proprie di frequenza f_o.

Quella che viceversa otteniamo(1), è la curva piena della fig. 3. Quando esaminiamo la frequenza delle oscillazioni prodotte, troviamo che tra i punti A B non vi sono oscillazioni libere di frequenza f_o ma soltanto oscillazioni forzate dalla frequenza variabile f. Questo fenomeno è ben conosciuto negli audion oscillanti di ricezione. Come il dott. B. van der Pol (2) ha mostrato, esso può essere interpretato come un' altra conseguenza della variazione della resistenza, il segno ed il valore della quale dipendono dall'ampiezza della corrente.

Oltre ai sistemi con resistenza variabile, dobbiamo trattare dei circuiti con induttanza variabile come quelli contenenti una bobina a nucleo di ferro che sono usati nei variatori magnetici di frequenza. Ora, in un circuito con resistenza ed induttanza costante, la funzione tensione-corrente per le oscillazioni forzate, è espressa da

$$u = i \sqrt{R^2 + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}$$

che corrisponde ad una linea retta, come la linea punteggiata $O\,P$ della fig. 4, quando si esprime la forza elettromotrice applicata u in funzione della corrente. Invece la caratteristica di un circuito contenente una bobina a nucleo di ferro ha la forma della curva a tratto continuo della fig. 4. Essa pone in luce un effetto assolutamente nuovo (3) e facilmente controllabile quando si aumenta gradatamente la tensione. Fino al valore $A\,A'$ anche la corrente aumenta gradatamente, ma quando la tensione supera anche di poco questo valore, la corrente improvvisamente sbalza dal valore

---

(1) Vincent, Proc. Phys. Soc. London 32-84-1920; F. Rossmann e J. Zenneck Jahrb. d. Draht. Tel. 24-47-1924.

(2) B. van der Pol, Jr. Tijdschr. Nederl. - Radiogenootschap 2-56-1924; Phil. Mag. (7) 3-65-1927.

(3) O. Martienssen. - Phys. Zeits. 11-448-1910. — H. Schunck e J. Zenneck. - Jahrb. d. Draht. Tel. 23-63-1924.

OA' a quello molto più alto OB'. Questo effetto che noi chiamiamo *kipperscheinung* (effetto di squilibrio o di instabilità) può essere molto pericoloso poichè la brusca variazione della intensità della corrente e le tensioni elevate che in conseguenza si generano ai capi della self e della capacità possono danneggiare l'impianto.

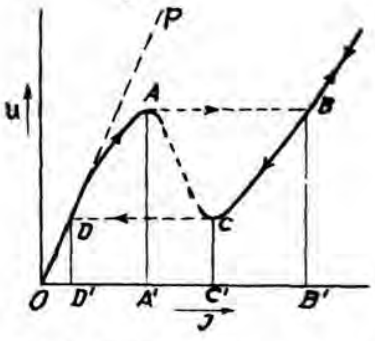


Fig. 4 — Caratteristiche che lega tensione e corrente in un circuito contenente una self a nucleo di ferro chiuso.

Nel 1915, a Sayville facendo i nostri primi esperimenti con trasmettitore a macchina nei quali erano usati variatori magnetici di frequenza, notammo appunto questo effetto. Voglio ricordare come ci spaventammo quando il nostro amperometro improvvisamente sbalzò ad un valore circa doppio del normale dopo che avevamo aumentata la tensione di una quantità inapprezzabile. Vedemmo anche che quando il valore della tensione applicata era mantenuto costante, mentre la frequenza era gradatamente variata, si avevano curve di risonanza del tipo mostrato nella fig. 5 per due differenti tensioni. In conseguenza di questa esperienza ed allo scopo di evitare gli inconvenienti prodotti dalla nostra mancanza di conoscenza delle condizioni di lavoro di un tale trasmettitore, cercai di studiare teoricamente l'argomento, ed il primo Settembre 1915, quasi esattamente tredici anni fa, lessi una memoria avanti a questo Istituto, sul « Contributo alla teoria dei variatori magnetici di frequenza » nella quale esponevo i risultati delle mie ricerche teoriche (1).

(1) J. Zenneck. - Proc. I. R. E. 8-463-1920.

In un variatore di frequenza sotto carico, abbiamo naturalmente a che fare con circuiti accoppiati. Anche la situazione relativa ai circuiti accoppiati è materialmente cambiata dai tempi precedenti la radio.

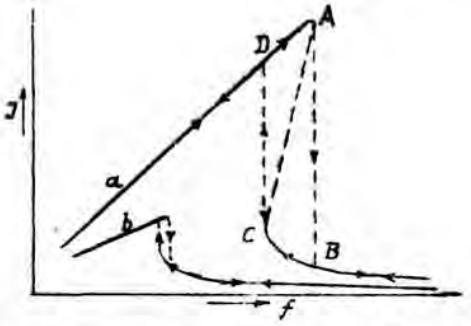


Fig. 5 — Curva di risonanza di un circuito che contiene una self a nucleo di ferro chiuso quando le venga impressa una f. e. m. di ampiezza costante e di frequenza variabile.

Gli stessi fondamenti delle precedenti teorie dell'accoppiamento sono stati capovolti. Prendete per esempio un'accoppiamento induttivo come quello mostrato nella parte superiore della fig. 6. Esso si compone di una

$$\text{f. e. m.} = - L_{12} \frac{d i_1}{d t}$$

indotta nel secondario dal circuito primario e di una seconda

$$\text{f. e. m.} = - L_{21} \cdot \frac{d i_2}{d t}$$

di carattere reattivo indotta nel primario. Ora in ogni testo di fisica voi trovate come relazione di base

$$L_{12} = L_{21} .$$

Generalmente parlando ciò significa che ogni qualvolta le condizioni sono tali che l'effetto prodotto dal circuito primario su quello secondario è notevole, necessariamente si avrà anche una forte reazione del secondario sul primario. Ciò naturalmente non

vale più oggi. Per quanto io sappia il Signor Armstrong (1) fu il primo a richiamare l'attenzione sul fatto che per mezzo dell'accoppiamento dei due circuiti attraverso una valvola amplificatrice, come è mostrato nelle parte più bassa della fig. 6, si può ottenere facilmente che il circuito secondario sia fortemente influenzato dal primario, senza che nello stesso tempo vi sia nessuna apprezzabile reazione del secondario sul primario.

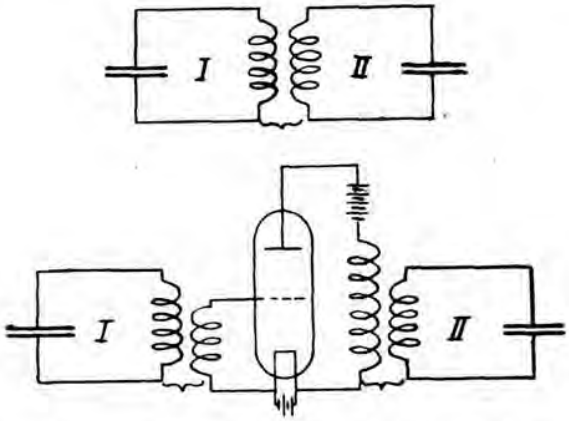


Fig. 6 — Parte superiore: accoppiamento induttivo di due circuiti.
Parte inferiore: accoppiamento induttivo di due circuiti attraverso un amplificatore a valvola.

Inoltre è un risultato ben conosciuto della teoria dei circuiti accoppiati, che quando l'accoppiamento è stretto entrambe le oscillazioni di accoppiamento compaiono tanto nel secondario che nel primario. Poichè le frequenze di queste due oscillazioni sono diverse, le curve delle correnti primarie e secondarie in funzione del tempo assumono le forme rappresentate rispettivamente nella prima e seconda curva della fig. 7. Sapevamo già da tempo che era possibile ottenere un effetto totalmente diverso, come quello rappresentato nella terza e quarta curva della fig. 7, sostituendo nel circuito primario, all'ordinario spinterometro, un opportuno apparato di smorzamento come la lampada a vapore di mercurio di Cooper Hewitt o lo spinterometro estremamente corto del Wien. In tal caso la

(1) E. H. Armstrong. - Proc. I. R. E. 5-145-1917.

funzione del circuito primario è quasi esclusivamente quella di eccitare, con una specie di impulso, le oscillazioni libere del circuito secondario.

Alcuni anni fa sorse una nuova forma di eccitazione ad impulso: l'eccitazione ad impulso sincronizzato magneticamente, che permette di produrre nel circuito secondario delle oscillazioni

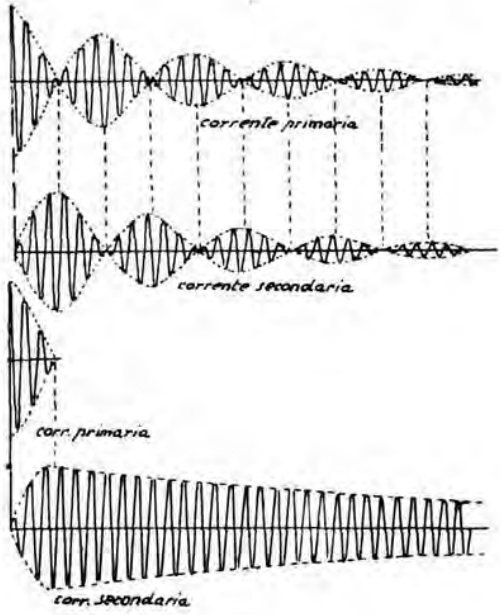


Fig. 7 — Curve superiori: oscillazione smorzata in due circuiti strettamente accoppiati
Curve inferiori: oscillazione smorzata in due circuiti strettamente accoppiati quando nel primario è inserito uno spinterometro estintore.

quasi persistenti, di una frequenza molto più alta di quella del circuito primario. Per questo scopo nel primario (I fig. 8) contenente l'alternatore e una grande induttanza ad aria L_1, è inserito il primario di un trasformatore a nucleo di ferro, il cui nucleo diventa altamente saturato dalla corrente usata. In questo caso la f. e. m. indotta nel circuito secondario (II fig. 8) ha la forma della curva marcata nella fig. 8. Se allora il circuito secondario è accordato su di una frequenza multipla molto elevata della fre-

quenza primaria, le sue oscillazioni come è mostrato dalla curva i_2 della fig. 8 ricevono due impulsi per ogni periodo del circuito primario, e nel tempo compreso fra i due impulsi le ampiezze decrescono secondo il decremento del circuito.

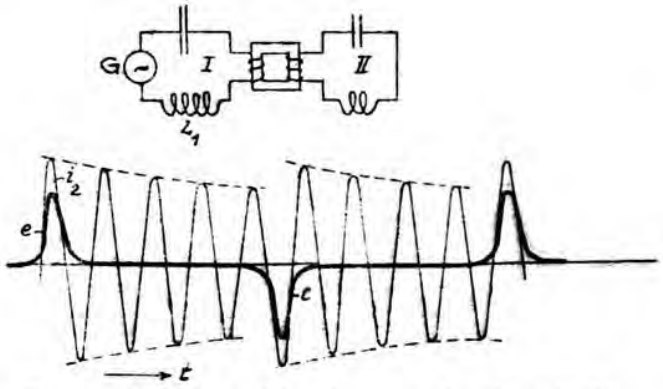


Fig. 8 — Eccitazione ad impulso, magnetico sincronizzato.

Se questo decremento è piccolo, o se si impiegano speciali dispositivi per annullare l'effetto del decremento naturale, si possono ottenere nel circuito secondario delle oscillazioni quasi persistenti.

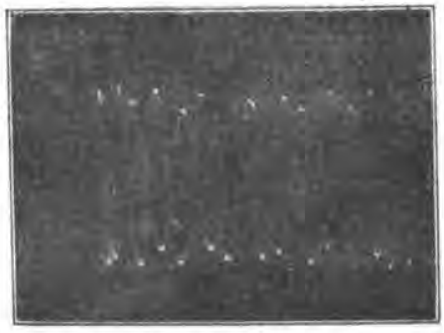


Fig. 9 — Eccitazione ad impulso, magnetico sincronizzato.
Corrente secondaria portata in funzione della corrente primaria.

Ciò è ben visibile nella fotografia della fig. 9, che è una figura di Lissaious rilevata da un dispositivo del genere con un tubo di Braun. In esso la corrente secondaria che era di frequenza 15 volte

maggiore di quella del primario, è disegnata in funzione della corrente primaria. In questa fotografia lo smorzamento delle oscillazioni secondarie è visibile ma molto piccolo. Questa fotografia con la sua curva ben definita e chiaramente delineata, può incidentalmente mostrarvi che abbiamo sviluppato abbastanza bene la tecnica dei tubi di Braun a raggi catodici.

Poichè la linea d'uscita del dispositivo che abbiamo qui menzionato fornisce una corrente di frequenza molto più alta di quella prodotta dall'alternatore, l'apparecchio può essere considerato, e lo è generalmente, come un moltiplicatore di frequenza. La moltiplicazione di frequenza è un altro dei capitoli che la radiotelegrafia ha aggregato alla teoria delle oscillazioni. Per quanto sappia, fui il primo ad avanzar l'idea di moltiplicazione di frequenza per mezzo di apparecchi statici. In una delle riunioni settimanali nel laboratorio fisico del Prof. Braun furono discussi i vantaggi delle oscillazioni persistenti per la radiotelegrafia. L'accordo fu generale sul fatto che in quell'epoca non vi fosse da sperare sulla possibilità di generare tali oscillazioni di frequenza sufficientemente alta per mezzo di un alternatore. Dopo quella riunione riuscii a trovare che era possibile moltiplicare la frequenza di una data corrente alternativa, ed in un articolo (1) che fu pubblicato nel 1899 sotto il titolo « Un metodo per la trasformazione di frequenza per mezzo di trasformatori statici » descrissi la disposizione della fig. 10, che è presa dall'articolo originale. La corrente primaria era divisa in due rami ognuno dei quali conteneva una valvola elettrolitica (la sola valvola che allora conoscevo) ed una bobina; ambedue le bobine erano avvolte sul medesimo nucleo di ferro.

Mostrai per mezzo di oscillogrammi presi con un tubo di Braun che in una terza bobina, avvolta sul medesimo nucleo, veniva indotta una f. e. m. di frequenza doppia. Naturalmente la mia disposizione era molto poco efficiente, ma come accade frequentemente in radiotelegrafia, non appena un'idea è proposta, il problema della sua realizzazione venne attaccato da diversi punti, cosicchè alcuni anni più tardi J. Epstein descrisse (2) la ben cono-

(1) J. Zenneck. - Ann. Phys. Chem. 69-858-1899.

(2) J. Epstein. - D. R. P. 245-445-1903.

sciuta disposizione della fig. 11 per duplicare la frequenza. In questo sistema sono impiegate le proprietà magnetiche di una bobina a nucleo di ferro, producendo la saturazione con corrente continua. Per una dozzina di anni questo metodo è stato in uso

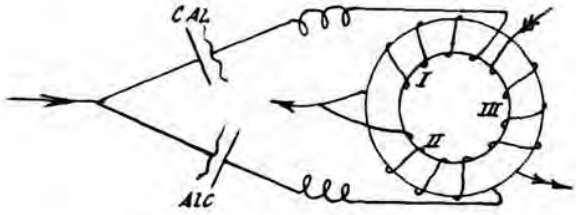


Fig. 10 — Dispositivo dell'autore per la duplicazione di frequenza.

costante per il servizio transatlantico a Nauen e in diverse altre stazioni commerciali come quella di Sayville, e di Long Island dal 1915 al 1917.

Ora la moltiplicazione di frequenza è soltanto un esempio della interessante situazione dell'alta frequenza, situazione che è stata creata dai bisogni e dagli scopi della radiotelegrafia. Che oltre la

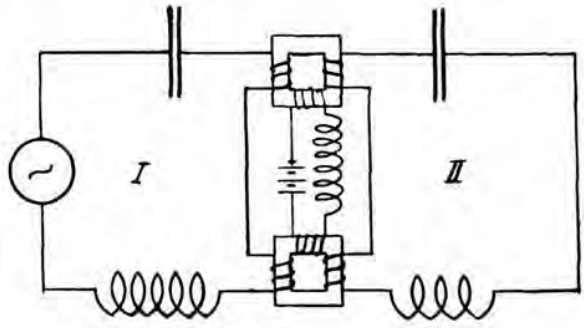


Fig. 11 — Dispositivo di Epstein per la duplicazione di frequenza.

moltiplicazione di frequenza, anche la demoltiplicazione di frequenza, o divisione di frequenza debba essere possibile, risulta evidente a chiunque sappia che dal punto di vista matematico la moltiplicazione è l'operazione inversa della divisione, ma che

ignori peraltro quali difficoltà s'incontrino spesso nel realizzare l'equivalente fisico di una operazione matematica. Posso ricordare a tale proposito il problema sopra accennato dell'inversione del segno di una resistenza. In ogni modo le condizioni presenti sono tali che una corrente di data frequenza può essere trasformata in un altra di qualsiasi altra frequenza. Non solo siamo in grado di filtrare dalle oscillazioni generate da una sorgente a bassa frequenza le sue armoniche più elevate, o di produrre una corrente a bassa frequenza dal battimento di due oscillazioni ad alta frequenza, ma abbiamo anche i mezzi per passare da una oscillazione di frequenza acustica ad un'altra di frequenza diversa modulando filtrando ed eterodinando delle correnti a radiofrequenza. Mi domando se in un prossimo futuro la musica non possa trarre partito da tali possibilità. Per esempio usando un tal dispositivo per la variazione di frequenza ed un alto parlante, un cantante « basso », potrà se occorra, apparire come un tenore, o quando un flautista deve eseguire un numero in La bemolle maggiore, che riesce molto incomodo sul flauto, egli potrà benissimo suonarlo in Re maggiore che è molto più facile, e quindi per mezzo di un dispositivo di variazione di frequenza e di un alto parlante potrà trasformarlo in la bemolle maggiore.

Prima di lasciare i variatori di frequenza ed i circuiti accoppiati, desidero ricordare un effetto curioso (1) prodotto dal semplice dispositivo mostrato nella fig. 12. nella quale due circuiti sono strettamente accoppiati; il primario contiene il generatore, il secondario una bobina con nucleo di ferro chiuso. Un apparecchio del genere può fornire delle correnti del tipo di quella mostrata negli oscillogrammi ricavati con tubo di Braun nella fig. 13. Tanto la corrente primaria che quella secondaria, sembra siano state modulate automaticamente. Ciò può essere di interesse per le seguenti ragioni: ogni qualvolta un generatore di frequenza ed ampiezza costante agisce sopra un sistema di circuiti, si ritiene generalmente che, qualunque possano essere le condizioni, le correnti in questi circuiti avranno ampiezza costante non

(1) K. Heegner. - Zeits. fur. Phys. 29-91-1924. — H. Plendl, F. Sammer, e J. Zenneck. - Jahrb. d. Draht Tel, 26-104-1915.

appena spariti i fenomeni transitorii. Questa ipotesi si esprime mettendo la corrente in ognuno dei circuiti sotto la forma

$$i = I\, e^{-j\omega t}.$$

Che vi siano casi nei quali questa ipotesi, che è evidente quasi da se stessa, non concordi coll'esperienza, è dimostrato dall'esperimento ora ricordato.

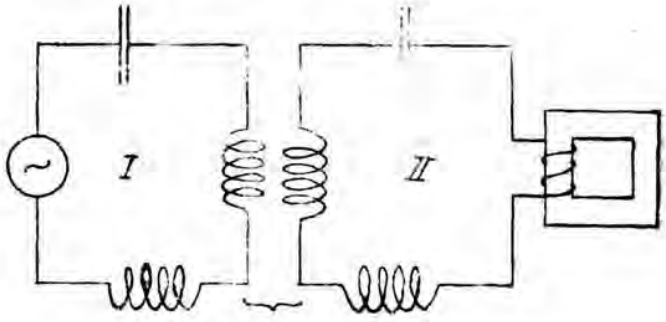


Fig. 12 — Schema del circuito per la produzione di oscillazioni automodulate.

Questi esempi possono essere sufficienti a dimostrare fino a qual punto si siano sviluppate le nostre conoscenze attuali, rispetto alle nozioni della teoria classica delle oscillazioni, grazie ai problemi incontrati in radiotelegrafia, ed alle esperienze eseguite per la soluzione dei problemi medesimi.

II°

Almeno attrettanto importanti quanto i suggerimenti ed i problemi che alla fisica sono stati dati dalla radiotelegrafia, sono i mezzi di ricerca che la radiotelegrafia ha aggiunto alle risorse sperimentali della fisica.

Tutti voi sapete come era faticosa la misura di una debole corrente alternata. Mentre è semplicissimo misurare una corrente continua dell'ordine di 10^{-9} Ampere per mezzo di un galvanometro a bobina mobile o magari dell'ordine di 10^{-11} o 10^{-12} Ampere con un galvanometro a bobina fissa munito di un sistema astatico,

tutto quello che noi avevamo a disposizione per la misura di deboli correnti alternate, era la coppia termoelettrica nel vuoto accoppiata con un sensibile galvanometro a corrente continua. Tuttavia paragonato con i mezzi che abbiamo attualmente per misurare correnti alternate, questo metodo è estremamente poco sensibile. Oggi la radiotelegrafia ci ha fornito mezzi tali, quali i buoni cristalli rivelatori, le valvole di Fleming, gli Audion di De Forest e tutti quei

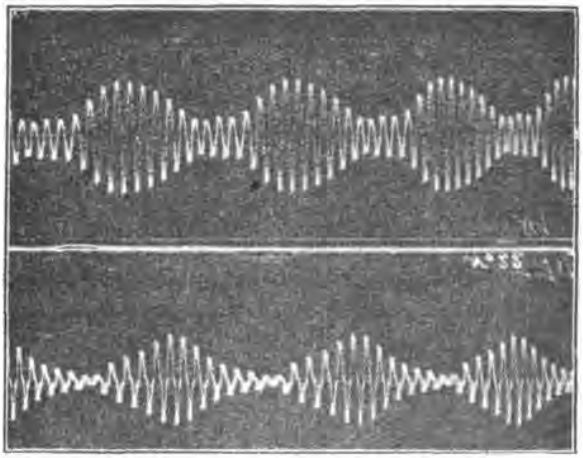


Fig. 13 — Corrente primaria e secondaria che si presentano nel dispositivo della fig 12.

metodi conosciuti come amperometri e voltmetri a valvola, che la misura delle deboli correnti e tensioni alternate è diventata un piacere.

In aggiunta ai rettificatori per deboli correnti, la radiotelegrafia ha fornito i rettificatori ad alto vuoto per correnti intense come i Kenotron della General Electric Co. I moderni metodi per la produzione dei raggi Roentgen sono usati in larga misura per ottenere correnti continue di tensioni estremamente alte necessarie per il funzionamento degli attuali tubi a raggi X. Questi rettificatori hanno intieramente sorpassati gli antichi commutatori sincroni meccanici che erano generalmente usati per rettificare le correnti alternate di alta tensione. Sono sicuro che nessuno che lavori in un laboratorio di fisica rimpiangerà la sparizione di questi appa-

rati, giacchè le scintille e le oscillazioni importune che essi eccitavano in tutti i conduttori più o meno vicini, erano altrettanto gradite in un laboratorio di fisica, quanto la grandine in un campo. E gli stessi moderni tubi per raggi Roentgen con i loro alti gradi di vuoto ed i loro catodi riscaldati come quelli usati dal dott. Coolidge, si sono sviluppati nel medesimo campo dove erano cresciuti i tubi elettronici della radiotelegrafia.

Venendo ora alla valvola come amplificatrice ho quasi paura di parlarne. Il suo uso nella fisica sperimentale, è diventato così generale che quando noi parliamo di una valvola, ci riferiamo alla valvola amplificatrice, e quando parliamo di un amplificatore, ognuno comprende che vogliamo parlare di una valvola amplificatrice. Quando ci capita di leggere un articolo su di una ricerca sperimentale siamo grandemente meravigliati se in essa non è usata nessuna valvola amplificatrice. In sostanza con le valvole amplificatrici la situazione sperimentale è diventata tale, che quasi ogni effetto, per quanto debole, può essere amplificato ad un tal grado, da poter essere misurato, oscillografato, reso udibile o visibile. Pochi esempi sono sufficienti per illustrarlo.

Nella fotometria delle stelle per mezzo della cellula fotoelettrica le correnti da misurare hanno un ordine di grandezza di 10^{-14} Ampere. Secondo alcuni esperimenti fatti da H. Rosenberg (1) è possibile, senza influire in maniera apprezzabile sulla proporzionalità tra l'intensità della luce e la corrente, di amplificare queste correnti circa 100 mila volte, sicchè è possibile misurarle con un galvanometro a bobina mobile.

Per dosare i raggi Roentgen è pratica comune di misurare la corrente prodotta da essi di una camera di ionizzazione. Queste correnti sono dell'ordine di 10^{-12} Ampere. Si sta ora costruendo (2) un apparato commerciale nel quale, per mezzo di una sola valvola a quattro elettrodi, queste correnti vengono amplificate e poscia misurate per mezzo di un galvanometro a bobina mobile a lettura diretta con una sensibilità di $2{,}6 \times 10^{-7}$ Ampere per parte.

---

(1) H. Rosenberg. - Berl. Ber. 53-716-1920.

(2) K. W. Hausser, R. Jaeger e W. Vahle. - Wissensch. Veröffentl. des Siemens-Konzerns, 2-325-1922.

Tali apparati possono essere maneggiati da ogni medico, mentre il precedente metodo elettrometrico per misurare queste correnti di ionizzazione era troppo complicato per poter essere affidata ai dottori in medicina.

Un altro esempio è la disposizione della fig. 14 che rappresenta il ben conosciuto contatore di Geiger, che si compone di un cilindro metallico *C*, chiuso davanti da un disco di mica *G*; nell'interno del cilindro ed isolato da esso è disposta una punta metallica *S* come un ago da cucire. Tra questa punta e il cilindro si trova una batteria *B* ed una grande resistenza *R* che a sua volta

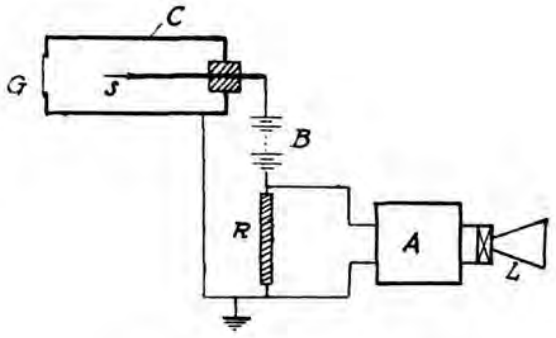


Fig. 14 — Contatore di Geiger.

è collegata tra la griglia e il filamento della prima valvola di un amplificatore *A* a molti stadi, il cui circuito di uscita è condotto ad un alto parlante.

La tensione della batteria è tale da impedire la scarica luminescente tra l'ago ed il cilindro. Se ora una sostanza radioattiva che emetta particelle alfa è posta vicino al disco di mica, si produce nell'alto parlante un crepitio molto forte e profondo ogni volta che una particella alfa è proiettata attraverso il disco nell'interno della camera e ne ionizza l'aria.

Se i raggi Roentgen sono immessi nel cilindro, un gran numero di «crac» sono uditi in corrispondenza alla separazione degli elettroni dagli atomi, ed al loro effetto di ionizzazione. Questo esperimento, che può essere facilmente eseguito anche in una grande aula di lezioni, presenta una interessante analogia acustica con

i ben noti esperimenti di C. T. R. Wilson per mezzo dei quali questi effetti sono resi visibili.

Per dare un esempio, se si inverte la magnetizzazione di una sbarra di acciaio o di un ago di acciaio la variazione nella magnetizzazione non avviene gradualmente ma per piccoli salti, quando secondo la vedute di Ewing dei gruppi di elementi magnetici quale che sia la natura loro, si rovesciano.

Tale effetto può essere reso udibile in una grande aula di lezioni con una disposizione dovuta al Barkhausen (1). Le sbarre o gli aghi di acciaio sono posti in una bobina con un gran numero di spire, e questa bobina è connessa ad un amplificatore a molti stadi che termina con un alto parlante. Se ora un forte magnete permanente viene mosso lungo la bobina o le sbarre di acciaio, si ode nell'alto parlante uno scricchiolio dovuto alle variazioni discontinue della magnetizzazione. Ho ricordato questi due ultimi dispositivi allo scopo di mostrare come, per mezzo di un amplificatore, dei processi elementari la cui esistenza poteva fino ad oggi essere dedotta solamente dal loro effetto integrale, sono stati resi direttamente percettibili.

La cosa più meravigliosa in radiotelegrafia è a mio parere la valvola generatrice. Con questo io non penso di diminuire i meriti di coloro che seguendo i procedimenti di Nicola Tesla costruiscono alternatori per la produzione di oscillazioni persistenti. Al contrario ritengo che questi alternatori insieme coi loro mezzi per il controllo della frequenza, come quelli del Sig. Alexanderson, rappresentano i più ingegnosi prodotti dell'arte elettrica. Apprezzo anche pienamente il generatore ad arco di Poulsen il quale con estrema semplicità rende possibile l'impiego di unità molto grandi. Fin dai primi inizi della radiotelegrafia, fu il sogno di tutti di poter lavorare con oscillazioni persistenti. In vista degli evidenti vantaggi di tali oscillazioni, il problema di generarle venne affrontato da ogni lato. Credo che venti anni fa nessuno avrebbe osato sognare un generatore come quelli a valvola, il quale con un apparato relativamente semplice produce oscillazioni persistenti fino alla frequenza di 30 milioni al secondo e oltre, con una

(1) H. Barkhausen. - Phys. Zeits. 20-401-1919.

costanza di ampiezza e di frequenza non sorpassata da nessun altro generatore, e che all'occorrenza, può essere modulata in maniera relativamente semplice da una corrente ad audio frequenza.

Naturalmente io mi rendo conto che non sono completamente corretto nel dire che la costanza della frequenza di un generatore a valvola non è sorpassata da nessun altro generatore. Effettivamente essa è sorpassata dallo stesso generatore a valvola combinato con un cristallo di quarzo piezoelettrico. Non desidero fermarmi sopra l'aspetto pratico di questo contributo dato alla radiotelegrafia dal prof. Cady (1). Quello che voglio mettere in evidenza è la sua importanza da un punto di vista generale. La piezoelettricità è uno di quei fenomeni fisici che era considerato più o meno come una curiosità anche dai fisici, proprio come nel caso della emissione elettronica dai filamenti incandescenti che, una ventina di anni fa, nessun fisico, e certo nessun ingegnere; avrebbe creduto che potesse avere qualche uso pratico. Sappiamo ora che questo fenomeno della piezoelettricità ha condotto ad un oscillatore elettrico che possiede delle notevolissime proprietà. Questo è uno di quegli esempi che io ricordo agli studenti di ingegneria nelle mie lezioni per metterli in guardia contro l'idea che questo o quel fenomeno fisico possa non essere mai di uso pratico e che per tale ragione essi possano disinteressarsene. Inoltre per mezzo dell'oscillatore piezoelettrico è stato dimostrato che i cristalli possono essere capaci di oscillazioni meccaniche od elastiche di una frequenza dell'ordine di qualche milione per secondo, con un decremento piccolissimo che arriva a 0,0001. Sono convinto che nessun fisico avrebbe creduto che ciò sarebbe stato possibile. Io vi confesso francamente che se prima che l'oscillatore piezoelettrico si fosse sviluppato, un signore fosse venuto nel mio laboratorio e mi avesse detto che aveva fatto un invenzione per mezzo della quale era possibile eccitare delle vibrazioni elastiche in un cristallo di quarzo fino alla frequenza di qualche milione di periodi per secondo, io l'avrei trattato molto gentilmente ma gli avrei raccomandato di andare a far visita ad un dottore.

---

(1) W. G. Cady. - Proc. I. R. E. 10-88-1922.

Per ritornare ai generatori a valvola, io non ho bisogno di dirvi che per misure a radio frequenze esso è diventato l'unico oscillatore che ora è usato. Esso è specialmente utile in unione col principio dell'eterodina del Prof. R. A. Fessenden, non nella sua forma originale, ma in una adatta a questo oscillatore.

Sta di fatto che con questo metodo si possono rivelare e misurare tutte le piccole variazione di quasi ogni proprietà fisica; infatti è praticamente sempre possibile fare in modo che questa variazione influenzi la frequenza di un oscillatore a valvola, ed in tal modo varii la frequenza dei battimenti prodotti dall'interferenza di questa oscillazione con una di frequenza costante. È evidente per esempio che con questo metodo la costante dielettrica dei gas, relativamente alla pressione, può essere determinata rapidamente disponendo il condensatore del generatore variabile nel gas, oppure rendendo mobile una armatura (*B* fig. 15) del condensatore: è allora possibile determinare degli spostamenti estremamente piccoli della armatura mobile.

Questo schema rappresentato dalla figura 15 fu ideato da

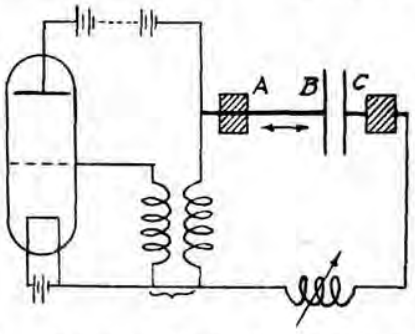


Fig. 15 — Dispositivo per misura di piccoli spostamenti.

R. Whiddington (1). Egli arrivò a misurare spostamenti dell'ordine di 10^{-8} cm. che corrispondono alle dimensioni dell'atomo. Ciò rappresenta una precisione di gran lunga superiore a quella ottenuta col metodo di interferenza della luce. È evidente che con una simile disposizione si può misurare un piccolo allungamento di

(1) R. Whiddington. - Phil. Mag. 40-634-1920.

ogni corpo solido, prodotto dal calore, delle piccole rotazioni di frazioni di secondo di un angolo (1), i minuti movimenti di una bilancia di grande sensibilità (2). Io ricordo solamente ciò per dimostrare la vastità del campo d'impiego di questo metodo.

III°

Una delle più straordinarie conseguenze della radiotelegrafia è la rinascita degli studi di acustica. Per lungo tempo questo studio è stato un pò discreditato, tanto che se un fisico lavorava in quel campo, si sospettava che non gli fosse riuscito di trovare alcun problema importante da studiare: questa situazione è intieramente cambiata. Da una parte la radiotelegrafia ha portato nuovi problemi acustici come la costruzione più opportuna di stanze per «studi» di radiodiffusione, la ricerca di buoni microfoni ed alto parlanti; d'altra parte la radiotelegrafia ha fornito agli studiosi di acustica fisica e fisiologica nuovi mezzi sperimentali con i suoi

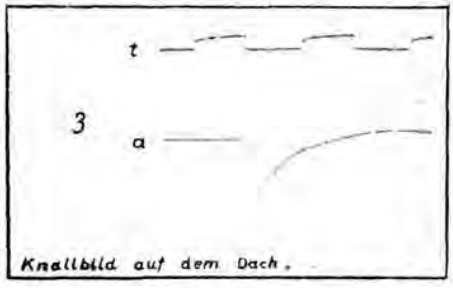


Fig. 16 — Curva *t:* segni cronometrici di 1 32 sec. Curva *a:* diagramma della pressione dell'aria in funzione del tempo nella prova d'urto.

amplificatori ed i suoi magnifici microfoni. Così è diventato possibile attaccar con successo dei problemi che da lungo tempo erano stati abbandonati perchè si riteneva che fossero praticamente insolubili come il problema di determinare sperimentalmente, e se necessario di migliorare, le proprietà acustiche di una stanza. Per illustrare ciò

(1) A. Pflüger. - Phys. Zeits 22-73-1921.
(2) F. Kock e G. Schweickert. - Phys. Zeits. 23-123-1922.

mi piace di riferire brevemente sugli esperimenti (1) fatti per mio suggerimento da due miei allievi, i Sig. Scharstein e Schimdelein. Per l'investigazione acustica delle stanze, noi usiamo due mezzi: nel primo metodo, che chiameremo l'esperimento d'urto, o di scossa (shock), si tira un colpo con una piccola pistola di calibro

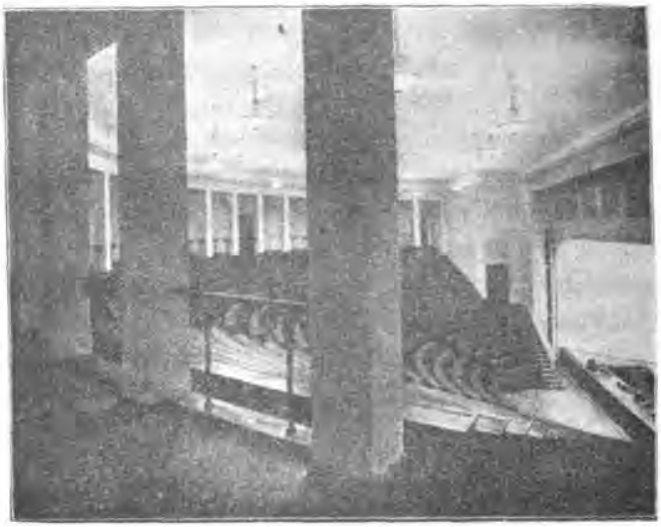


Fig. 17 — Aula delle lezioni di fisica dell'Istituto tecnologico di Monaco.

22 e si registra la curva di tempo della pressione dell'aria in qualche punto della stanza per mezzo di un microfono Reiss collegato ad un amplificatore a molti stadi, con accoppiamento a resistenza e capacità e quindi ad un oscillografo Siemens. La curva registrata all'aria aperta, cioè sul tetto del mio laboratorio è quella riprodotta nella curva 3 *A* della fig. 16. Nel metodo che chiameremo esperimento di tono, c'è un generatore a valvola ad audiofrequenza collegato ad un alto parlante e ad un interruttore rotante, che emette, ad intervalli regolari, dei gruppi di oscillazioni e ancora si oscillografa la curva di tempo della pressione dell'aria prodotta da questo gruppo di oscillazioni nella stanza da studiarsi.

Voglio mostrarvi i due risultati. Il primo è quello dell'espe-

(1) Che saranno presto pubblicati sugli Ann. Phys.

rimento d'urto, di scossa, o shock della mia sala di lezioni, di cui si vede una fotografia nella fig. 17 ed una sezione nella fig. 18.

Come voi vedete dalla fotografia, la stanza somiglia ad un anfiteatro di forma geometrica semplicissima. Nel produrre l'espe-

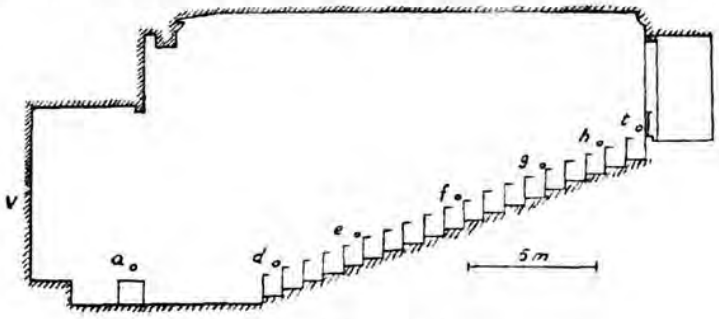


Fig. 18 — Sezione dell'aula di lezioni della fig. 17.

rimento d'urto, o shock, di questa stanza, la pistola fu sparata nei pressi del centro geometrico della stanza, cioè nel punto *A* della fig. 18 e vicino ad esso vi era il microfono ricevente. L'oscillogramma

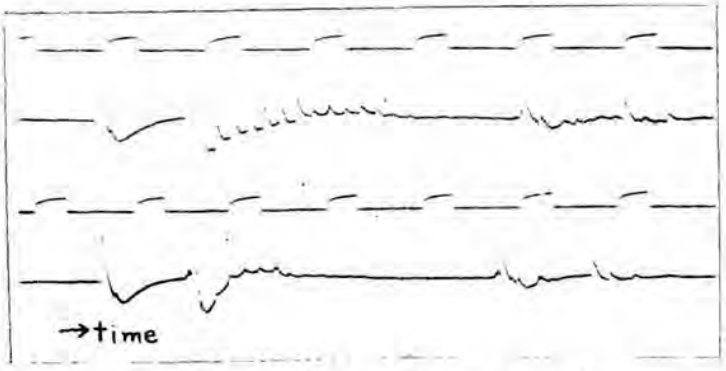


Fig. 19 — Oscillogrammi della prova d'urto nell'aula della fig. 17.

ottenuto nella sala vuota è quello della seconda curva della fig. 19, mentre la prima e la terza curva rappresentano segni cronografici di un trentaduesimo di secondo dati da un interruttore a diapason. C'è da notare nell'oscillogramma, prima l'onda diretta, e poi quelle riflesse da ciascuna fila di banchi, di cui quella della prima fila ha la massima intensità e quelle delle altre file inten-

sità via via decrescente, e finalmente la riflessione dalla galleria. Nella sala di conferenze piena, come è mostrato dalla quarta curva della fig. 19, le riflessioni da parte dei banchi spariscono quasi a causa degli effetti disturbanti degli studenti che seggono sui banchi. È rimasto soltanto quello dovuto alla fronte del primo banco, e quello della galleria. Data l'accuratezza con cui tutti i dettagli di tale stanza sono riprodotti nell'oscillogramma, questo può quasi essere chiamato una fotografia acustica benchè a questa espressione si possano muovere serie obbiezioni dal punto di vista filologico.

Il grande vantaggio di questo esperimento d'urto, è che dall'intervallo di tempo tra il colpo diretto e quelli riflessi, studiato magari qualche volta in relazione con la proprietà direttiva del colpo di pistola, è possibile, anche in casi complicati, stabilire con grande esattezza quella porzione della stanza nella quale ha luogo una riflessione, e che può dar luogo ad una eco disturbatrice.

Relativamente alla precisione di tali misure, poche settimane fa abbiamo avuto una curiosissima esperienza. Ricevetti una lettera dalla Università di Friburgo in Baden nella quale mi si chiedeva se non fosse possibile trovare le ragioni per le quali il loro auditorium aveva proprietà acustiche estremamente povere. Io mandai là i suddetti ingegneri ed essi fecero il primo esperimento d'urto dell'auditorium. I loro oscillogrammi mostravano delle forti riflessioni. Quando tuttavia essi cercarono di localizzare la superficie riflettente paragonando gli intervalli di tempo con la pianta dell'auditorium, essi incontrarono delle serie difficoltà. Ripetettero i loro esperimenti dopo aver verificato il loro interruttore a diapason ma ottennero gli stessi risultati. Finalmente essi cominciarono a dubitare della esattezza dei disegni e misurate le principali dimensioni dell'auditorium trovarono che le misure acustiche erano esatte mentre non lo erano quelle dei disegni. Disponendo poi delle dimensioni esatte, fu facile determinare le superfici riflettenti.

Come esempio di un esperimento sonoro o di tono ho riprodotto nella curva 1 *a* della fig. 20 gli oscillogrammi ottenuti dallo « studio » di radiodiffusione di Monaco; la curva 1 *t* segna il tempo, e la curva 1 *b* la corrente nell'alto parlante. L'oscillogramma mostra soltanto una debole riflessione che segue l'onda

diretta a distanza molto breve. I gruppi di oscillazioni sono chiaramente separati l'uno dall'altro date le proprietà acustiche relativamente buone della stanza. In forte contrasto con questo, stà l'altro oscillogramma (2 *a*) preso in una sala dell'Istituto tecnologico di Monaco, sala che ha un soffitto a volta di pietra e un pavimento di pietra. L'oscillogramma mostra in maniera evidente le pessime proprietà acustiche della stanza; i gruppi di onde sono completamente frammischiati, e l'orecchio non può assolutamente distinguerli fra di loro. Le condizioni erano ancora peggiori quanto la frequenza

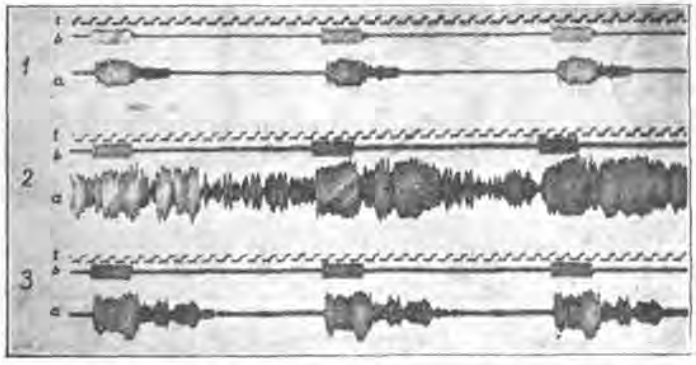


Fig. 20 — Oscillogrammi delle « prove di tono ». Curva 1: nello « studio » della stazione di radiodiffusione di Monaco. Curva 2: nella sala d'ingresso dell'Istituto tecnologico di Monaco. Curva 3: lo stesso della curva 2 col pavimento coperto da un corpo capace di assorbire le onde sonore.

della nota usata coincideva con quella della oscillazione libera della sala. Esaminando poi le condizioni acustiche per mezzo di un esperimento d'urto, si trovava che il cammino del raggio sonoro era approssimativamente quello mostrato nella parte bassa della fig. 21. L'alto parlante era al punto indicato dal cerchietto. Come è indicato da questo disegno, il suono è prima riflesso dalla volta poi si concentra vicino al pavimento; quindi, riflesso da questo, si riflette di nuovo sulla volta e così via. La cosa si ripeteva per vari secondi perchè l'assorbimento della volta come quello del pavimento era molto debole. Ora c'era da prevedere che questa serie quasi infinita poteva essere interrotta dopo il primo termine se il suono poteva essere assorbito al suo primo arrivo dalla volta.

Facemmo ciò coprendo il pavimento di Molton, che è un tappeto molto spesso. Il risultato fu quello mostrato nella curva 3 *a* della fig. 20.

Questo mostra che coprendo semplicemente il pavimento, le pessime proprietà acustiche primitive della sala venivano migliorate in modo tale da non essere molto inferiori a quelle dello studio di Monaco rappresentato nella curva 1 *a*. Interessante a

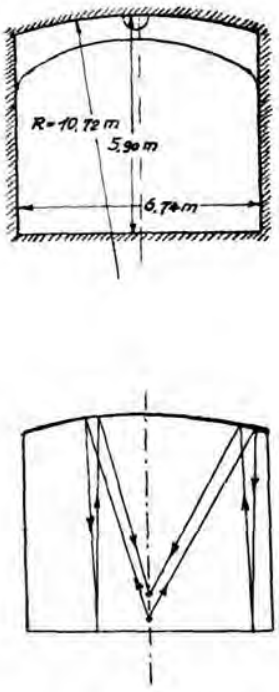


Fig. 21 — Sezione della sala (cui si riferiscono le curve 2 e 3 della fig. 20), e percorso delle onde sonore.

questo proposito è il fatto che coprendo il pavimento, la cattiva influenza acustica della volta veniva del tutto eliminata a prescindere dalla riflessione che tuttavia è relativamente innocua poichè essa segue il suono diretto ad intervallo di tempo brevissimo.

Ancora più interessante e la seguente osservazione fatta nel corso di questi esperimenti. Quando la sorgente sonora è situata da una parte della sala i raggi sonori nella prima riflessione della

volta sono concentrati in una parte relativamente piccola del pavimento. Se allora si copre questa parte soltanto con un materiale che assorbe le onde, si ottiene praticamente lo stesso risultato come se fosse stato coperto l'intero pavimento. Nei nostri esperimenti fu sufficiente un pezzo di Molton di 4 mq. Era interessantissimo udire la variazione apparente del suono prodotto dall'alto parlante nella sala, quando questo pezzo di Molton era messo o tolto. Vi sono diversi esempi relativi a sale di conferenze o chiese dove la persona che parla sta sempre al medesimo posto. Dalla esperienza ora detta può dedursi che in tali casi sia possibile migliorare le proprietà acustiche della stanza con mezzi semplicissimi, naturalmente sempre per una posizione ben definita di chi parla.

Per illustrare ancora meglio fino a che punto si sono generalizzati in acustica i metodi sperimentali forniti dalla radiotelegrafia

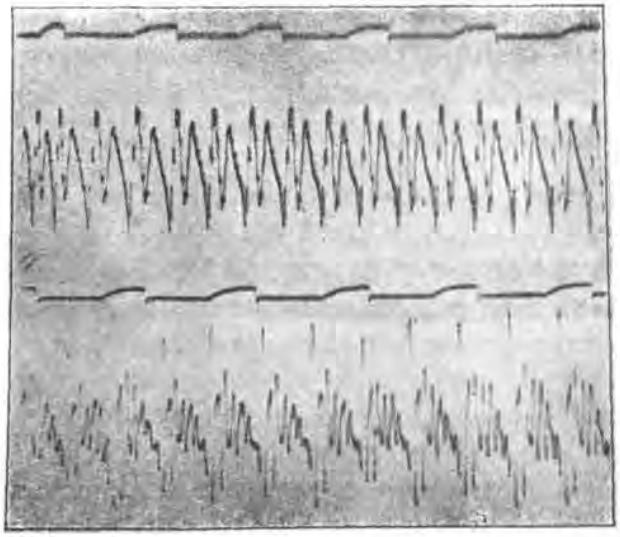


Fig. 22 — Curve delle vocali "*e*„ ed "*a*„ in funzione del tempo.

voglio citare gli esperimenti recentemente fatti con oscillazioni di frequenza ultra udibile dell' ordine di circa 100 mila periodi a secondo.

Per convincersi ancora dello stretto legame che esiste tra i moderni mezzi di acustica e la radiotelegrafia, basta pensare che

è ora pratica comune pubblicare articoli su argomenti di acustica nei giornali di radiotelegrafia come gli Annali di questo Istituto.

È anche più che naturale che l'acustica fisiologica, la quale necessariamente è strettamente connessa alla acustica fisica, approfitti dei mezzi sperimentali sviluppati dalla radiotelegrafia (1). Permettetemi di citarvi un esempio.

Nella fig. 22 sono riprodotte le curve di tempo delle vocali *a* (come in ape) ed *e* (come in Era) che vennero presi nel mio laboratorio per mezzo di un microfono Reiss collegato ad un ampli-

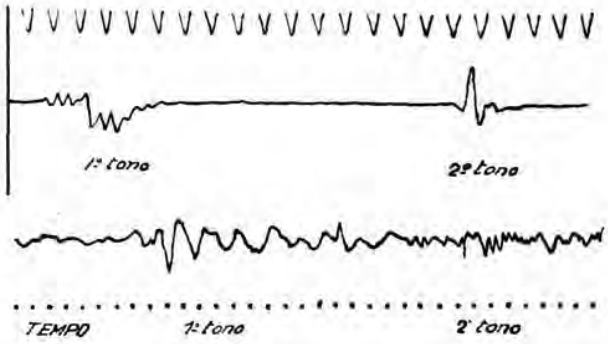


Fig. 23 — Diagrammi temporali dei toni cardiaci.

ficatore a molti stadi con accoppiamento a resistenza e capacità, e ad un oscillografo Siemens. I progressi ottenuti con l'impiego di questi moderni mezzi sperimentali non possono essere dimostrati in maniera migliore che paragonando queste curve che mostrano i più minuti dettagli del suono, con le corrispondenti curve prese precedentemente con le cosiddette scatole manometriche e con le fiamme.

È soltanto da poco che la scienza medica ha cominciato a far uso degli apparati sviluppati in radiotelegrafia e nell'acustica moderna. Per illustrare ciò voglio mostrarvi, da un articolo di H. Trendelenburg (2), due rilievi dei toni cardiaci ottenuti con una disposizione simile a quella sopra ricordata, con la sola differenza

---

(1) F. Trendelenburg. - Jahrb. d. Draht Tel., 28-54-84-1926.

(2) F. Trendelenburg. - Wissentschaftt. Veröffentlichungen aus dem Siemens-Konzern, 6-184-1928.

che il microfono usato era a condensatore per alta frequenza, costruito da H. Riegger della Casa Siemens e Halske. La seconda curva della fig. 23 mostra la curva di tempo del tono cardiaco in un uomo sano di 31 anni, mentre la terza curva della stessa figura rappresenta l'oscillogramma corrispondente rilevato su una donna di 70 anni seriamente ammalata di cuore. Non c'è certamente nessun bisogno di conoscenze di medicina per comprendere che queste curve offrono una base molto più intelligibile per la diagnosi, di quello di affidarsi esclusivamente al suono come era fin qui pratica generale.

Sarebbe ora attraente la discussione di una scienza che recentemente è venuta in stretto contatto con la radiotelegrafia e cioè la fisica dell'atmosfera. Non vi è dubbio che le recenti investigazioni sulla propagazione delle onde radio sono di estremo interesse per la radiotelegrafia stessa. Ma per quanto riguarda la fisica dell'atmosfera, è piuttosto difficile dedurne qualche conclusione che vada al di là di una determinazione piuttosto grossolana della densità elettronica alle diverse altezze. Analogo è il caso della influenza dell'attività solare sulla propagazione delle radio onde come è discusso negli articoli del dott. W. Austin e G. W. Pickard. Mi sembra che siamo al principio di un interessante sviluppo che tuttavia incontrerà speciali difficoltà poichè esso non dispone di quella che è la principale necessità dell'esperienza, di poter cioè modificare a volontà le condizioni. Mi sembra prematuro dare oggi altri dettagli.

Ho cercato di illustrare per mezzo di qualche esempio quanto la scienza, nel senso più generale della parola, deve alla radiotelegrafia. L'importanza di una scoperta scientifica o di un invenzione tecnica può essere giudicata o dai risultati pratici ottenuti, o dall'impulso dato allo sviluppo della scienza, e dall'allargamento della conoscenza dell'uomo. Da qualunque punto di vista, mi sembra che non vi sia nulla che possa essere paragonato con la radiotelegrafia, e questo paese ed i membri di questo Istituto possono essere orgogliosi delle idee originali che hanno esposte, e di quanto essi hanno fatto per lo sviluppo scientifico e pratico di questa arte.

Direttore responsabile: Prof. G. VANNI.

Anno 8° - N. 5. Settembre - Ottobre 1929-A. VII.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO

DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino Radiotelegrafico del R. Esercito

SOMMARIO:

Prof. G. VANNI - La riunione all'Aja del Comitato Consultivo Radiotecnico Internazionale.

Col. LUIGI SACCO - Nozioni teoriche sulle interferenze r. t.

* * * - Esperienze di portata nelle immediate vicinanze delle piccole stazioni r. t.

ABBONAMENTO.

ANNUO (6 numeri). . . . L. 12
UN NUMERO SEPARATO . . L. 3

Inviare l'importo a mezzo vaglia alla DIREZIONE DELL' ISTITUTO R. T. ED E. DEL GENIO MILITARE, Viale Mazzini 8. ROMA (49)

Roma, Tipo-Lit. Off. R.T. ed E. del Genio Mil.
N. 17 - 1929-VII.

Anno 8° - N. 5. Settembre - Ottobre 1929 - Anno VII.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino Radiotelegrafico del R. Esercito

Diretto dal Prof. G. VANNI

La riunione all'Aja del Comitato Consultivo Radiotecnico Internazionale

In conformità di quanto fu stabilito dalla Conferenza radiotelegrafica Internazionale tenuta a Washington nel 1927, ha avuto luogo alla Aja, dal 18 Settembre al 2 Ottobre, la prima riunione del Comitato Consultivo Internazionale Radioelettrico (C. C. I. R.) formato da esperti delle pubbliche Amministrazioni e di Ditte private. Questo Comitato ha preso in esame e discusso varie quistioni di carattere tecnico connesse con i servizi radioelettrici, che gli sono state sottoposte e che dovranno poi essere definitivamente esaminate nel prossimo Congresso Internazionale, da tenersi a Madrid nel 1932.

La Delegazione Italiana presso il Comitato in parola, era così costituita:

1) Gr. Uff. Prof. G. Vanni, Direttore Principale dell'Istituto Militare Radiotelegrafico, Delegato dei Ministeri della Guerra, della Marina, delle Comunicazioni e del Consiglio Nazionale delle Ricerche, Presidente della Delegazione.

2) T. Colonnello Cav. F. Amoroso, Vice Direttore del detto Istituto, Delegato del Ministero della Guerra.

3) Maggiore Marino Ing. A., del Genio Aeronautico, Delegato del Ministero della R. Aeronautica.

4) Ing. Cesare Bacchini; Direttore dello Stabilimento Allocchio Bacchini di Milano, esperto dalla Compagnia radiofonica Italiana E. I. A. R.

Rimettendo ad un altro numero del Bollettino, la esposizione delle varie quistioni prese in esame e dei risultati ottenuti, ci limiteremo a dire, per ora, che il Comitato riuscì imponente per il numero e per la qualità dei delegati, fra i quali si contavano alcune delle personalità più eminenti della scienza e della tecnica radioelettrica: Il Generale Ferrié membro dell'Istituto di Francia, il Sig. Dellinger del Bureau of Standart degli Stati Uniti, il Generale Saltzmann Capo dei Servizi r. t. dell'Esercito degli Stati Uniti, il Comandante Hooper Capo dei Servizi r. t. navali, il Comandante Mesny ecc.

Alla riunione hanno preso parte non meno di 250 delegati delle principali nazioni del Mondo.

Particolarmente efficace fu l'azione svolta dai Delegati Italiani, i quali presero parte attiva alle più importanti quistioni poste in discussione.

Spettò all'Italia la Vice Presidenza della Commissione incaricata di studiare la organizzazione del Comitato, e così pure alla Amministrazione Italiana fu devoluto l'incarico di centralizzare gli studi e ricerche inerenti alla taratura degli ondametri sia comuni sia di precisione, avendo come nazioni collaboratrici, in questa mansione di capitale importanza, la Francia, la Germania, gli Stati Uniti, il Belgio ecc.

Al Presidente della Delegazione Italiana Prof. Vanni fu, infine, affidato l'onorifico compito di pronunziare, nella lingua ufficiale del Congresso, il discorso di chiusura in occasione del banchetto che le delegazioni straniere offrirono al Comitato organizzatore Neerlandese. Ne riproduciamo i punti più salienti.

« Quelli fra i nostri Colleghi che si trovavano alla Conferenza « Internazionale di Washington or sono due anni, nel 1927, ricorde- « ranno quali difficoltà si siano dovute vincere per istituire il Comi- « tato Consultivo Internazionale Radioelettrico (C. C. I. R.) il quale

« ha qui tenuto la sua prima riunione. Questa Istituzione è ormai « un fatto compiuto ed io credo che noi abbiamo ragione di esserne « grandemente compiaciuti, sia per la importanza dei problemi « posti in discussione, e per la maggior parte risoluti, sia per il fatto « che il nostro Comitato essendosi riunito alla Aja, ci ha offerto « l'occasione di visitare il vostro meraviglioso paese, l'Olanda, « che qualcuno ha giustamente chiamato il sorriso e, forse anche « come l'Italia, il Giardino d'Europa. Giardino d'Europa, giacchè, « infatti, i vostri splendidi campi di tulipani e di fiori costitui- « scono una delle più grandi attrattive Olandesi e formano l'ammi- « razione di tutto il mondo; ammirazione ben giustificata giacchè, « per riuscire a dare a questo suolo una fertilità così notevole, i « vostri abitanti hanno dovuto vincere difficoltà immense e com- « battere, con tenacità ammirabile, contro i rigori di un clima che « non è certo quello dei nostri paesi del sud ».

« Ma, accanto a questo, altre cose hanno attirato l'attenzione e « la nostra ammirazione. In questo paese abbiamo ammirato opere « d'arte di primissimo ordine, quali i quadri di Rembrand e di altri « grandi maestri olandesi, la cui rinomanza è mondiale; abbiamo « ammirato, altresì, dei veri capolavori dell'arte della ingegneria, « quali per es. i canali di irrigazione ed i lavori di prosciugamento « del Zuiderzee, il magnifico ponte metallico sulla Mosa vicino a « Dordrecht lungo parecchi chilometri, infine, le meraviglie del porto « di Amsterdam, e quelle di Rotterdam, uno dei primi porti del « mondo, forse il primo per la varietà di macchine ed organi cine- « matici atti alla elevazione ed al trasporto delle merci ».

« Ma tutto questo si riferisce alla attività artistica, commerciale « ed industriale. L'Olanda occupa, altresì, un posto eminente nel « mondo dello spirito, del pensiero, della scienza. Nel suo bel « discorso di inaugurazione alle nostre sedute, il generale Ferrié vi « ha eloquentemente parlato della influenza capitale che ha avuto, « nel mondo scientifico del 17° secolo, il vostro grande compatriota « Cristiano Huygens, il cui nome ricorre continuamente nelle nostre « scuole, non solo nella esposizione delle parti più elevate dell'ottica, « della fisica e della meccanica, ma anche nella scienza che ci si « riferisce più da vicino, nella radio-elettricità. Meglio, infatti, di « ogni formola o ragionamento matematico, la celebre esperienza

« dei « pendoli sintonici » di Huygens ci rende conto del meccanismo, « della intima natura fisica dei battimenti e di tutti i fenomeni com- « plessi che hanno luogo nei circuiti elettrici accoppiati. E, oltre a « Huygens, che cosa dire dei grandi uomini di scienza che hanno « illustrato le vostre Università come Van Der Waals, Van t' Hoff, « Kamerling Onnes, Zeeman e Lorentz, i quali hanno aperto « nuovi orizzonti nel dominio della chimica-fisica e della fisica « teorica » ?

« Ma quello che ci ha maggiormente colpiti è non solamente « la grande estensione della scienza olandese, ma, altresì il suo « carattere particolare, il quale si collega con la natura del vostro spi- « rito e del vostro ingegno, di quello spirito che il grande Descartes « qualificava notevole per la sua lucidità e per la sua finezza. « In occasione della visita che, grazie alla cortesia del Dott. Philips, « abbiamo fatto ai suoi laboratori di Eindhoven, abbiamo potuto « constatare che, forse, in nessun altro paese meglio che qui, si « ha la dimostrazione convincente di questa verità fondamentale, di « cui non si apprezza sufficientemente la importanza, e cioè: se la « scienza vuole contribuire, come deve farlo, al progresso, bisogna « che essa sia intimamente legata alla tecnica, alla pratica ed anche, « se occorre, all'Officina. L'illustre scienzato inglese Lord Kelvin che « era altresì come è noto, uno spirito pratico di primo ordine, ha « molte volte affermato che la scienza senza il soccorso della tecnica, « tende a divenire una pura astrazione dello spirito, spesso priva « di contenuto; e, d'altra parte, se il lavoro della officina non è « guidato dalla scienza, se non viene fatto con metodi scientifici, « tende a divenire sterile e a degenerare in un gretto empirismo. « Ora, una giusta unione della scienza e della tecnica, noi l'abbiamo « trovata meravigliosamente realizzata nelle Officine di Eindhoven « ed è, forse, per ciò che questa piccola città olandese, la quale « contava appena 5000 abitanti una ventina di anni fa, ne conta ora « più di 30.000 ed ha preso uno sviluppo prodigioso, divenendo un « centro di industria radioelettrica, conosciuta ed apprezzata in tutto « il mondo. Ciò, del resto, non deve farci meraviglia, giacchè, in « appoggio alla tesi di Lord Kelvin, sappiamo che il Dott. Philips, « è un industriale dotato di uno spirito organizzatore di primo ordine « e il Dott. Van Der Pol, come pure gli altri Capi di Laboratorio,

« è un uomo di scienza meravigliosamente dotato di attitudini « tecniche, il quale periodicamente impartisce, agli ingegneri dello « Stabilimento, delle splendide lezioni di fisica teorica, ove, con « grande soddisfazione dell'animo nostro di Italiani, abbiamo rile- « vato la esposizione delle teorie statistiche del giovane e già « celebre Accademico Enrico Fermi »!

« Ma vi è, infine, un'altra cosa che abbiamo potuto accertare ed « ammirare qui alla Aja; ed è la maniera ammirabile con la quale « l'Ing. Boetje ed i suoi collaboratori del Comitato e della Ammi- « nistrazione Neerlandese, hanno diretto i nostri lavori ed organiz- « zato le numerose escursioni che ci hanno permesso di visitare il « vostro bel Paese, pur ricevendo, da parte vostra, ogni sorta di « attenzioni e di cortesie. Siffatta accoglienza così brillante e così « cordiale ad un tempo, lascierà, credo di poterlo affermare inter- « petrando il pensiero di tutti, un ricordo incancellabile nel « nostro cuore, nel nostro spirito, quando faremo ritorno nei nostri « paesi »!

Prof. G. VANNI

Nozioni teoriche sulle interferenze r. t. [1]

1 — INTRODUZIONE.

Da quando Marconi lanciava attraverso lo spazio i primi segnali radiotelegrafici, tutta una nuova tecnica si è meravigliosamente sviluppata intesa a rendere sempre più efficenti e più perfetti gli apparati r. t. e sempre più numerose le relative applicazioni. La tecnica r. t. è ormai un ramo importantissimo della elettrotecnica, o meglio ancora della fisica tecnica: una parte importante di essa si occupa del funzionamento degli apparati; molte ricerche riguardano la propagazione delle onde e. m.; altri studi, meno generalmente noti, riguardano i problemi che derivano dall'uso e dall'impiego delle radiocomunicazioni. È precisamente a questi problemi che vogliamo qui accennare, limitatamente però a quelli di carattere tecnico, senza neppure ricordare quegli altri numerosi che riguardano i lati politici, fiscali, giuridici, ecc. della questione.

I problemi che ci interessano hanno tutti una origine comune nel fatto che le radiocomunicazioni hanno per supporto una gamma di onde elettromagnetiche che solo in casi speciali, e con grande difficoltà e con poca nettezza si possono dirigere in un fascio di limitata apertura. Le onde e. m. ancora ora impiegate nella generalità delle radiocomunicazioni si propagano in molte, se non proprio in tutte le direzioni intorno all'apparato generatore o radio emittente. Analogamente la generalità degli apparati radio riceventi è sensibile alle onde e. m. provenienti da molte, se non da tutte, le direzioni circostanti; di più sta il fatto che le frequenze emesse non sono sempre perfettamente costanti e stabili e che la sensibilità dei ricevitori non è sempre limitata ad una sola frequenza. Ne segue: che ogni posto radioemittente è suscettibile di influenzare molti

(1) Conferenze al corso straordinario r. t. per gli insegnanti delle Scuole Professionali svoltosi in Roma, nell'agosto-settembre 1929, all'Istituto Militare di Radiotelegrafia.

posti radioriceventi diversi dai propri posti corrispondenti, e che ogni posto radioricevente è suscettibile di essere influenzato dalle radiocomunicazioni provenienti da molti posti radioemittenti, diversi dai proprii posti corrispondenti.

Da queste fondamentali caratteristiche delle radio comunicazioni molte questioni hanno avuto origine, di carattere sia tecnico, che giuridico, amministrativo, politico, fiscale, ecc.

È noto come nell'ottobre 1928 abbia avuto luogo a Roma un Congresso Giuridico r. t. internazionale nel quale vari aspetti della questione sono stati ampiamente trattati, ed è noto che apposite Conferenze Internazionali hanno cercato mediante successive convenzioni e regolamenti, che sono ora in vigore nei vari Stati aderenti, di ovviare agli inconvenienti, dirò così costituzionali, della r. t., specialmente in vista allo scambio delle comunicazioni r. t. di carattere internazionale. L'ultima conferenza internazionale ebbe luogo a Washington nel Novembre 1927 e ad essa ha fatto seguito, nella primavera di quest'anno, quella europea di Praga.

Dall'esame dei documenti riguardanti queste importanti assise internazionali risulta quanto ancora incerta e tentennante sia la dottrina che sta alla base di queste questioni.

In effetto, se bene si esaminano gli articoli della convenzione di Washington e si cerca di estrarne il principio informatore si giunge a ben poca cosa: lo spirito della convenzione si può dire tutto contenuto nel famoso paragrafo 1 dell'articolo 5 del Regolamento, secondo il quale ogni Stato è libero di fare quanto meglio gli aggrada in materia di servizi r. t., alla sola condizione di non disturbare i servizi r. t. degli altri Stati: principio vago e di non facile applicazione, essendo questa tutta basata sulla possibilità di definire il disturbo r. t.; definizione tutt'altro che facile, come vedremo.

La conferenza di Washington ha sentito probabilmente la fragilità delle sue conclusioni tanto che ha deciso la costituzione di un Comitato Consultivo Internazionale r. t., incaricato appunto, tra l'altro, di studiare le basi tecniche e scientifiche delle interferenze e dei disturbi r. t., allo scopo di giungere possibilmente alla elaborazione di norme internazionali meno vaghe ed imperfette delle attuali. Il Comitato, si deve precisamente riunire all'Aja in questi

giorni, e le principali questioni poste in discussione sono appunto quelle che riguardano i problemi dei disturbi e delle interferenze r. t. Esse sono essenzialmente:

a) - la misura di precisione delle frequenze e delle lunghezze d'onda;

b) - la stabilizzazione delle frequenze dei posti emittenti;

c) - la larghezza dei canali r. t.;

d) - la purezza delle emissioni r. t.

Le quattro questioni sono, per così dire, quattro aspetti diversi della stessa questione, che è quella della *densità ammissibile nelle comunicazioni r. t.* Questa infatti cresce col diminuire della larghezza dei canali, e questa larghezza può essere tanto minore quanto più precisi sono i mezzi di misura della frequenza e quanto più efficenti sono i mezzi per la loro stabilizzazione e per la eliminazione delle armoniche e delle altre frequenze parassite.

Progressi enormi sonosi compiuti in questi ultimi anni in questo senso, tanto che la larghezza dei canali può essere ridotta a solo 200 o 300 periodi per le onde più lunghe impiegate per le comunicazioni r. t.; la precisione nella misura delle lunghezze d'onda può raggiungere qualche unità su 100.000 e la stabilizzazione delle frequenze può ugualmente garantirsi entro scarti di poche unità su 100.000; analogamente la purezza della emissione viene garantita negli impianti moderni con la seconda armonica di potenza inferiore a 10^{-8} della fondamentale.

È noto che questi risultati sono dovuti: la ristrettezza dei canali, alla grande stabilità degli emettitori ed alla grande selettività dei moderni circuiti riceventi; la precisione delle misure, all'impiego del metodo della moltiplicazione delle frequenze ottenuta partendo da frequenze acustiche (vibrazioni di diapason o alternatori) controllate da cronometri di altissima precisione; la stabilità delle emissioni, all'impiego del quarzo stabilizzatore o di oscillatori piloti realizzati con grandi cure.

Con tutto ciò però la questione delle interferenze non si può dire risolta: la rende sempre più difficile il moltiplicarsi impressionante delle comunicazioni r. t.

Le questioni che ora abbiamo ricordate sono essenziali per lo sviluppo delle radiocomunicazioni specialmente commerciali e

pubbliche: ma esse hanno pure un'alta importanza militare, non solo perchè dalla loro più o meno completa e più o meno semplice soluzione dipende la possibilità di aumentare la densità delle comunicazioni r. t. sul campo di battaglia, ma anche perchè esse si connettono ad altri importanti problemi militari, quali il segreto, la intercettazione ed il disturbo delle comunicazioni r. t.

La caratteristica fondamentale delle radiocomunicazioni, cioè la possibilità dei disturbi e delle interferenze, pone infatti diversi problemi, tutti importanti, per quanto in diversa misura, per le applicazioni militari, come ad es.:

1° - la costruzione di emettitori r. t. che rechino il minimo disturbo alle comunicazioni estranee;

2° - la costruzione di emettitori r. t. che rechino il massimo disturbo alle comunicazioni estranee;

3° - la costruzione di apparati riceventi r. t. il meno possibile sensibili alle comunicazioni estranee.

Il 1° tende a favorire al massimo le nostre radiocomunicazioni, il 2° ad intralciare al massimo le radiocomunicazioni nemiche; il 3° tende sia ad assicurare le nostre comunicazioni r. t. malgrado i disturbi estranei, voluti o accidentali, sia a permettere la intercettazione delle comunicazioni nemiche. Non sembra privo d'interesse esaminare un poco attentamente le nozioni teoriche fondamentali della questione.

2 — ATTITUDINE DISTURBATIVA DELLE EMISSIONI R. T.

Come ho già accennato il problema dei disturbi r. t. è sorto si può dire contemporaneamente allo stabilirsi dei primi collegamenti r. t.; fino ad una decina di anni or sono però, quasi tutto il traffico r. t. si svolgeva con onde smorzate, generate da apparati a scintilla ed il traffico non era eccessivamente intenso. La nozione presa allora come fondamentale pei disturbi provocati dalla emissione era il *decremento* delle oscillazioni emesse. La teoria che sembrava allora comprendere tutto quanto vi era da dire in merito ai disturbi reciproci r. t. era quella della risonanza elettrica, o delle curve di risonanza. Si diceva allora che una emissione molto smor-

zata, cioè avente un elevato decremento non influenzava soltanto gli apparati riceventi accordati sulla propria onda, ma altresì quelli accordati su onde prossime; ed il disturbo era tanto più ampio quanto maggiore era il decremento logaritmico delle oscillazioni emesse. Implicitamente questa teoria ammetteva la esistenza di un decremento costante delle oscillazioni, cioè una decrescenza esponenziale nelle ampiezze delle oscillazioni: le oscillazioni erano infatti supposte della forma

$$I = I_0 \, e^{-\delta \frac{t}{T_0}} \operatorname{sen}\left(2\pi \frac{t}{T_0}\right)$$

che le rendeva determinabili completamente dalla conoscenza della ampiezza iniziale I_0, del periodo T_0 e del decremento δ. Questa teoria ebbe la sua sanzione nella prescrizione del Regolamento annesso alla Convenzione R. T. Internazionale di Londra 1912 e precisamente nell'Art. VII, secondo il quale le emissioni dovevano eseguirsi con la minima energia occorrente per assicurare la comunicazione, e le onde emesse dovevano essere il più possibile pure e *poco smorzate*.

È questo il primo tentativo per disciplinare la materia delle interferenze, ma esso non ebbe molta importanza pratica anche perchè l'inizio delle ostilità della grande guerra fece volgere altrove l'attenzione dei vari Stati. Fu solo alla fine della guerra che, complicatasi la materia con la introduzione o la estensione dei nuovi tipi di trasmettitori, ad arco, ad alternatore A. F., a valvola, e con lo sviluppo della radiofonia e delle onde modulate, il problema fu ripreso in esame.

Una soluzione provvisoria venne infatti concretata in un regolamento interalleato compilato nel 1920 a Washington. Secondo tale soluzione la nozione di *decremento*, proprio delle oscillazioni smorzate tipiche, si doveva estendere a tutti i tipi di emissioni, mediante la determinazione del cosidetto *decremento equivalente*.

Questo decremento equivalente δ_t era un numero da dedurre dalle curve di risonanza sperimentalmente rilevate, mediante la equazione

$$\delta = \delta_r + \delta_t = \pi \frac{f_1 - f_2}{f_r} \sqrt{\frac{I^2}{I_r^2 - I^2}} \, .$$

In questa equazione f_r è la frequenza nominale della emissione; f_1 ed f_2 sono due frequenze rispettivamente comprese tra 1,1 f_r ed f_r, e tra 0,9 f_r ed f_r. La corrente I_r è la corrente di risonanza nell'apparato ricevitore; I la corrente (minore di I_r) corrispondente alle due frequenze f_1 e f_2; δ_r è il decremento del ricevitore. Questo ultimo si doveva misurare nello stesso modo, cioè col tracciamento di un'altra curva di risonanza, ma sostituendo la emissione sotto esame con una emissione di tipo persistente e perfettamente sinusoidale: questa seconda, avendo un decremento $\delta_t = o$, quello risultante dalla seconda curva di risonanza era quindi $\delta' = \delta_r$; cosicchè se ne deduceva $\delta_t = \delta - \delta'$. Questo metodo doveva solo applicarsi alle emissioni non eccessivamente smorzate, cioè solo a quelle tali, che la I^2 rilevata alle frequenze 0,9 f_r e 1,1 f_r fosse minore di $\frac{1}{2} I_r^2$.

In base a questa definizione venne anche stabilita una tabella provvisoria nella quale venivano proposti i limiti tollerabili di decremento equivalente pei vari tipi di emissioni e nelle varie gamme di onde: e cioè: per le emissioni persistenti manipolate; per quelle persistenti modulate e manipolate; per le emissioni smorzate; per quelle radiofoniche. E nelle varie gamme: lunghe (oltre 8000 metri); medie-lunghe (tra 2850 e 8000 metri); medie (tra 2850 e 1000 metri); e medie-corte (tra 1000 e 200 metri). (Allora non erano ancora considerate le onde al disotto di 200 metri).

Si giungeva così ad una apparente ben netta e chiara regolamentazione la quale aveva però il difetto di poggiare su basi teoriche errate ed insufficenti.

Quando infatti si cercò di passare alle applicazioni delle regole date venne presto in chiaro la insufficenza della definizione proposta come vedremo. Il fallimento di questo tentativo di regolamentazione ebbe una evidente ripercussione a Washington nel 1927, perchè in quella convenzione nessuna nuova definizione o limitazione è stata proposta su questo argomento. La questione è tuttora allo studio e non è in verità molto avanzata.

Quali sono le ragioni dell'insuccesso e quali le possibilità di sostituire la nozione di decremento come indice della efficenza disturbativa di una emissione r. t.?

La questione è stata specialmente studiata in America ed in Inghilterra che dispongono di mezzi sperimentali molto ricchi. Un ottimo sunto di essa è comparso su un rapporto della sezione radio del Comitato delle Ricerche inglese del Novembre 1928 e da esso possiamo trarre alcune notizie interessanti.

Secondo le ricerche inglesi il rilievo del decremento equivalente dalle curve di risonanza, non dà una idea neppure approssimativa della efficenza disturbativa delle varie emissioni. Nel caso delle emissioni smorzate avviene infatti molto sovente che a causa dell'accoppiamento troppo stretto tra i circuiti, la oscillazione emessa non ha una sola frequenza od onda preponderante, ma risulta in generale composta di due frequenze preponderanti più o meno vicine, ma che spesso differiscono tra loro più del 10 %; cosicchè nella verifica, limitata al 10 % in più o in meno della frequenza nominale, quella seconda frequenza può sfuggire, pur essendo causa di serie interferenze. Nel caso poi che le due frequenze di lavoro siano molto vicine tra loro la curva che si ottiene è molto diversa dalla teorica e il decremento che se ne deduce può avere valori molto diversi secondo il punto in cui viene ricavato: esso perde così ogni significato.

Nel caso delle onde persistenti manipolate le misure del decremento equivalente hanno dato un risultato opposto a quello atteso, in quantochè il decremento è risultato minore per le emissioni di frequenza costante manipolate ad interruzione di corrente, che non per quelle che impiegano due onde vicine (di cui una di riposo) che sono commutate (senza interruzione) dal tasto. In pratica avviene invece precisamente che, specialmente a piccole distanze, le prime sono molto più disturbanti, per i contraccolpi dovuti al brusco cessare o sorgere delle correnti d'aereo.

Anche più discorde con la realtà è il risultato delle misure del decremento equivalente nelle emissioni radiofoniche.

Le emissioni di Londra, su 365 metri d'onda, e di Chelmsford, su 1600 m., sono entrambe risultate di decremento inferiore ad 1/1000, che è una cifra bassissima, mentre è noto che le emissioni radiofoniche sono molto disturbanti entro 3 ÷ 5 Kc. in più e in meno della frequenza portante, perchè esse contengono sempre appunto le ora dette frequenze.

Ciò risulta dalla equazione fondamentale delle onde modulate in ampiezza:

$$I\,(1 + m\,\cos p\,t)\,\cos\omega\,t = I\,\cos\omega\,t + \frac{1}{2}\,m\,I\cos(\omega - p)\,t + \frac{1}{2}\,m\,I\,\cos(\omega + p)\,t$$

In essa $\frac{\omega}{2\pi}$ è la frequenza portante; $\frac{p}{2\pi}$ quella modulante; m è la percentuale di modulazione $\frac{\omega \pm p}{2\pi}$ sono le frequenze laterali di cui le ampiezze sono in rapporto $\frac{1}{2}\,m$ con la frequenza portante. Da questa relazione meglio che dal decremento equivalente risulta la attitudine disturbativa di una emissione radiofonica; attitudine che varia considerevolmente non solo secondo il grado di modulazione, come risulta dalla equazione ora scritta, ma altresì col variare della frequenza (o dell'onda) portante. Infatti lo spettro radiofonico avendo una larghezza costante da 3 a 5 kilocicli sec., esso occuperà una gamma di onde più ampia sulle onde lunghe che non sulle corte, come si deduce dalla $\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{f}$, da cui $d\,\lambda = -\,3 \cdot 10^8\,\frac{d\,f}{f^2} = -\,\lambda^2\,\frac{d\,f}{3 \cdot 10^8}$. La larghezza $d\,\lambda$ della gamma in metri, corrispondente alla larghezza costante della gamma radiofonica $d\,f$ (in periodi sec.), cresce, cioè, in proporzione del quadrato della lunghezza d'onda.

Con la introduzione della teleidografia, cioè della trasmissione delle immagini, e con quella futura della televisione, le gamme modulanti riceveranno delle considerevoli estensioni. La massima frequenza modulante è infatti una funzione sia della rapidità della trasmissione sia delle dimensioni dell'immagine elementare, cioè della finezza della riproduzione. Crescendo la rapidità della trasmissione e la finezza della riproduzione la gamma occupata può raggiungere varie migliaia di periodi al secondo. Per la televisione si aggira ora sui 100.000 periodi/secondo. Per queste applicazioni, nelle quali la modulazione può raggiungere facilmente il 100 %, il disturbo provocato può essere molto esteso, mentre il decremento equivalente potrebbe risultare di pochi millesimi.

Un'ultima decisiva considerazione contro il decremento equivalente è poi quella delle armoniche, che sono una causa gravissima di disturbi, mentre non influenzano affatto il decremento equivalente.

Abbandonata dunque la speranza di poter sintetizzare in una sola e comoda cifra la efficenza disturbativa di una emissione r. t., quale altra nozione si può sostituirvi?

Siamo per ora in pieno periodo di studio, perchè nessun metodo pratico e comodo risulta che sia stato finora escogitato. Sembra tuttavia interessante esaminare quale sia la strada sulla quale si tende ora di arrivare ad una conclusione. È una strada poco comoda, ma per ora sembra la sola percorribile. Essa si propone di utilizzare come indice della efficenza disturbativa di una emissione lo *spettro della energia delle frequenze emesse*, intendendosi con ciò un diagramma avente ad es. per ascisse la frequenza (da 0 a ∞) e per ordinate le percentuali della energia totale irradiata, su ogni singola frequenza, dal posto emittente considerato (fig. 1).

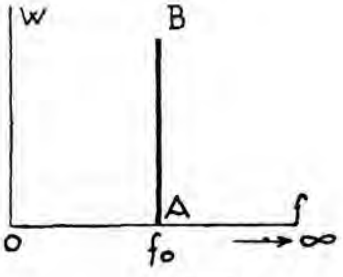


FIGURA 1.

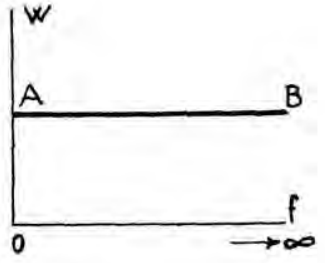


FIGURA 2.

È evidente che una emissione ideale, cioè di minima efficenza disturbativa dovrebbe avere come spettro un semplice segmento verticale in corrispondenza della sua frequenza nominale, mentre una emissione di grande efficenza disturbativa, dovrebbe tendere ad una retta orizzontale tra 0 a ∞ (fig. 2).

Tra questi due estremi ideali sono certamente compresi le emissioni realizzabili in pratica. Esse dovranno tendere all'una o all'altra forma di diagramma secondo lo scopo che si cerca di raggiungere.

La realizzazione di un metodo pratico per il tracciamento dei diagrammi di cui trattasi incontra però delle difficoltà gravissime che non sembrano facilmente superabili. La prima è la influenza che sul risultato delle misurazioni ha certamente l'apparato stesso che deve servire per le misurazioni. È evidente infatti che per rivelare la energia emessa in una singola frequenza sarebbe necessario disporre di un apparecchio che fosse sensibile a quella sola e unica frequenza, perchè se, come praticamente avviene, l'emissione contiene anche delle frequenze vicine e il rivelatore è sensibile anche ad esse, gli effetti delle due riescono inestricabilmente mischiati. Un apparato sensibile ad una sola frequenza sarebbe un circuito oscillante di decremento zero, cioè senza perdite, ma questo non è facilmente realizzabile e cioè impedisce una analisi sufficentemente fina della emissione.

Ma va anche considerata la difficoltà di isolare la emissione che si studia da tutte le possibili cause di perturbazioni che permanentemente esistono nell'etere e che possono fornire energia sulle frequenze che si studiano, nel caso che il rilievo sia fatto a distanza del posto emittente. Che se poi il rilievo viene fatto molto da vicino, vi è la possibilità che lo spettro riesca diverso da quello a distanza, per effetto della differente possibile propagazione delle varie frequenze. Dal punto di vista pratico vi sono quindi ancora notevoli difficoltà che solo la esperienza e le ricerche future potranno forse eliminare.

La questione si presenta non meno ardua anche dal punto di vista matematico. Gli strumenti matematici che si cerca di utilizzare a questo scopo appartengono alle più elevate teorie analitiche, che solo in questi ultimi anni sono state volgarizzate e messe a disposizione dei tecnici. Voglio alludere alle equazioni integrali ed agli integrali di Fourier. Indubbiamente però queste teorie si prestano ad una analisi molto chiara e comprensiva dei fenomeni che interessano i problemi delle interferenze e dei disturbi r. t.: credo perciò interessante darne una idea il più possibile elementare, seguendo gli autori specialmente americani e inglesi che più spesso utilizzano questi potenti seppure complicati strumenti matematici.

Dice dunque un celebre teorema di Fourier che una grandezza fisica qualsiasi ad es. una f. e. m. $E\ (t)$ variante comunque nel

tempo, si può rappresentare per t compreso tra $-\infty$ e $+\infty$ con l'integrale doppio

$$E(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} d\omega \int_{-\infty}^{+\infty} E(\mu) \cos(\mu - t)\, d\mu$$

in cui ω e μ sono variabili ausiliarie.

Questa espressione si può convenientemente trasformare in modo da mettere in evidenza una interessante espressione indipendente dal tempo e funzione della sola variabile ω. A tale scopo si calcolino i due integrali

$$a = \int_{-\infty}^{+\infty} E(\mu) \cos \omega \mu \cdot d\mu \qquad \text{e} \qquad b = \int_{\infty}^{+\infty} E(\mu) \operatorname{sen} \omega \mu\, d\mu$$

che sono solo funzioni di ω. Si ha allora

$$E(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} d\omega \int_{-\infty}^{+\infty} E(\mu) \left| \cos \omega \mu \cos \omega t + \operatorname{sen} \omega t \operatorname{sen} \mu \mu \right| d\mu =$$

$$= \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \left[a \cos \omega t + b \operatorname{sen} \omega t \right) d\omega = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} A \cos(\omega t - \varphi)\, d\omega$$

in cui

$$A = \sqrt{a^2 + b^2} \qquad \text{e} \qquad \operatorname{tg} \varphi = \frac{b}{a} \ .$$

Risulta da questa trasformazione che una grandezza fisica qualsiasi, funzione del solo tempo $E(t)$, equivale per tutti i valori di t compresi tra $-\infty$ e $+\infty$ alla somma di infinite funzioni *armoniche semplici* di frequenza $\frac{\omega}{2\pi}$ variabile tra 0 e ∞, ciascuna di ampiezza infinitesima $A\, d\omega$, e di fase φ: essendo A e φ entrambe funzioni della ω dedotte dalle espressioni precedenti (1).

La espressione

$$E(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} A \cos(\omega t - \varphi)\, d\omega$$

(1) È bene osservare per evitare confusioni che la A non rappresenta la f. e. m. corrispondente alla frequenza considerata: se si tien presente la $E(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} A \cos(\omega t - \varphi)\, d\omega$ si deduce che la f. e. m. corrispondente

ha una grande importanza fisica. Essa ci fornisce il modo di calcolare lo spettro delle ampiezze e delle fasi delle oscillazioni armoniche componenti una qualsiasi grandezza fisica variabile nel tempo: basta a questo scopo portare in ascisse la frequenza ed in ordinate la A oppure la φ.

È da notare che essendo E una funzione della sola t, negli integrali che dànno a e b la variabile μ tiene il posto della t. Ora nessuna funzione fisica ha in realtà una durata da $-\infty$ a $+\infty$ ma questa è sempre limitata entro due tempi t_1 e t_2 prima e dopo i quali la grandezza è costantemente nulla. Se dunque $E(t)$ è nulla per $\mu \leq \mu_1 = t_1$ e per $\mu \geq \mu_2 = t_2$ la integrazione potrà limitarsi ai limiti suddetti: si ha dunque

$$a = \int_{t_1}^{t_2} E(t) \cos \omega t \, dt; \qquad b = \int_{t_1}^{t_2} E(t) \operatorname{sen} \omega t \, dt$$

Il caso che ci interessa essendo quello di una f. e. m. o di una f. e. proveniente da un posto radio emittente, possiamo osservare che la energia raccolta dalla unità di volume intorno al posto considerato è proporzionale all' $\int_{t_1}^{t_2} E^2 \, dt$ esteso a tutto il tempo $t = t_2 - t_1$ in cui esiste la f. e. m. o la f. e. considerata.

Possiamo facilmente calcolare questo integrale osservando che

$$E(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} (a \cos \omega t + b \operatorname{sen} \omega t) \, d\omega.$$

Moltiplicando per $E(t) \, dt$ e integrando tra t_1 e t_2 abbiamo

$$J = \int_{t_1}^{t_2} E^2(t) \, dt = \int_{t_1}^{t_2} dt \, \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} (a E(t) \cos \omega t + b E(t) \operatorname{sen} \omega t) \, d\omega$$

---

esattamente alla frequenza ω è $A \, d\omega$ cioè infinitesima. Si può però ricavare la f. e. m. corrispondente ad una piccola gamma di frequenza calcolando l'integrale entro i due limiti della gamma cioè

$$\underset{(\omega_1, \omega_2)}{E(t)} = \frac{1}{\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} A \cos(\omega t - \varphi) \, d\omega \, .$$

La $A(\omega)$ rappresenta cioè solo la *ampiezza relativa*, corrispondente alla frequenza $\frac{\omega}{2\pi}$.

Invertiamo l'ordine delle integrazioni, sarà:

$$J = \int_{t_1}^{t_2} E^2(t)\, dt =$$

$$= \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} a\, d\omega \int_{t_1}^{t_2} E(t) \cos \omega t\, dt + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} b\, d\omega \int_{t_1}^{t_2} E(t) \operatorname{sen} \omega t\, dt$$

e ricordando le espressioni di a e di b avremo

$$J = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} (a^2 + b^2)\, d\omega = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} A^2\, d\omega .$$

D'altra parte se tentiamo di calcolare l'energia dovuta ad n periodi interi, prima e dopo l'istante $t = 0$, di una componente elementare $A\, d\omega \cos(\omega t - \varphi)$, otteniamo

$$dJ = \int_{-nT}^{+nT} (A\, d\omega \cos(\omega t - \varphi))^2\, dt = A^2 (d\omega)^2\, n\, T.$$

Se ora facciamo crescere n fino a rendere finito il termine $n\, T\, d\omega$ e quindi infinito il tempo $n\, T$, si avrà $dJ = K\, A^2\, d\omega$. La componente $\frac{1}{\pi} A^2\, d\omega$ può dunque rappresentare la energia dovuta alla corrispondente componente elementare $A\, d\omega \cos(\omega t - \varphi)$ di durata infinita. Risulta quindi giustificata, anche sotto questo punto di vista, la equivalenza da $-\infty$ a $+\infty$ tra la funzione $E(t)$, ed il complesso delle sue componenti armoniche, di ampiezza infinitesima ma di durata infinita.

Più rigorosamente si può dire che la energia raccolta ad ogni unità di volume intorno al posto emittente è proporzionale all'area di un diagramma avente per ascisse la frequenza (variabile da 0 a ∞) e per ordinate il quadrato A^2 delle ampiezze relative delle corrispondenti componenti armoniche elementari della emissione $E(t)$.

Siccome la energia raccolta è evidentemente tanto maggiore quanto maggiore è la durata $t_2 - t_1$ della eccitazione, così è stato

proposto di considerare la *potenza media* fornita dalla unità di volume, cioè la $W = \frac{J}{t_2 - t_1}$

$$W = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \left(\frac{A^2}{t_2 - t_1} \right) d\omega .$$

La funzione $X(\omega) = \frac{a^2 + b^2}{t_2 - t_1}$ che rappresenta la distribuzione della potenza media della emissione, relativa ad ogni frequenza compresa tra O e , sembra dunque quella meglio rispondente allo scopo di rappresentare l'attitudine disturbativa di una emissione $E(t)$.

Come già dissi, questa trattazione teorica è molto utile per comprendere il lato fisico della questione, dato che da essa risulta chiaramente la composizione armonica di una eccitazione qualsiasi e risulta altresì il modo di calcolare, almeno teoricamente, lo spettro della potenza media emessa in corrispondenza ad ogni frequenza: ma quanto al risultato pratico di questi calcoli esso lascia, per ora almeno, alquanto a desiderare, perchè i calcoli sono piuttosto complicati anche nei casi più semplici, e inestricabili nei più complicati. Daremo qualche esempio elementare per meglio chiarire la portata del metodo, seguendo, con qualche semplificazione, la citata memoria inglese.

Consideriamo ad es. un semplice punto di una emissione radiotelegrafica rapida, fatta con onde persistenti piuttosto lunghe, in modo che nel punto siano contenuti non troppi periodi della onda portante: sia T è il periodo e sia $\tau = Tn$ la durata del punto. Per semplicità supporremo che n sia un numero intero.

Contando i tempi dall'inizio del segnale la emissione sarà

$$E(t) = E \operatorname{sen} \frac{2\omega t}{T}$$

e i limiti della sua durata saranno $t_1 = o$ e $t_2 = nT$.

Possiamo calcolare le due funzioni a e b

$$a = \int_0^{nT} E \operatorname{sen} \frac{2\pi t}{T} \cos \omega t \, dt \quad \text{e} \quad b = \int_0^{nT} E \operatorname{sen} \frac{2\omega t}{T} \operatorname{sen} \omega t \, dt.$$

Sostituendo $\alpha = \frac{2\pi}{T}$ e ricordando che

$$\text{sen } a \cos b = \frac{1}{2}\left[\text{sen } (a+b) + \text{sen } (a-b)\right]$$

$$\text{sen } a \text{ sen } b = \frac{1}{2}\left[\cos (a-b) - \cos (a+b)\right]$$

abbiamo

$$a = \frac{E}{2}\int_0^{2\pi\frac{n}{\alpha}} \left[\text{sen } (\alpha+\omega)\, t + \text{sen } (\alpha-\omega)\, t\right] dt =$$

$$b = \frac{E}{2}\int_0^{2\pi\frac{n}{\alpha}} \left[\cos (\alpha-\omega)\, t - \cos (\alpha+\omega)\, t\right] dt$$

Sviluppando i calcoli e ricordando che n essendo intero si ha $\cos 2\pi n = 1$ e $\text{sen } 2\pi n = 0$, si ottiene

$$a = \frac{\alpha E}{\alpha^2-\omega^2}\left(1 - \cos 2\pi n \frac{\omega}{\alpha}\right) = \frac{2\alpha E}{\alpha^2-\omega^2}\,\text{sen}^2\left(\pi n \frac{\omega}{\alpha}\right)$$

$$b = -\frac{\alpha E}{\alpha^2-\omega^2}\,\text{sen}\left(2\pi n \frac{\omega}{\alpha}\right) = -\frac{2\alpha E}{\alpha^2-\omega^2}\,\text{sen}\left(\pi n \frac{\omega}{\alpha}\right)\cos\left(\pi n \frac{\omega}{\alpha}\right)$$

e quindi

$$A = \sqrt{a^2+b^2} = \frac{2\alpha E}{\alpha^2-\omega^2}\,\text{sen}\left(\pi n \frac{\omega}{\alpha}\right)$$

$$\text{tang } \varphi = \frac{b}{a} = -\omega t\left(\pi n \frac{\omega}{\alpha}\right) \text{ da cui } \varphi = \frac{\pi}{2}\left(2n\frac{\omega}{\alpha} - 1\right)$$

La ampiezza relativa $A(\alpha)$ della oscillazione avente la pulsazione nominale α si può trovare facilmente ponendo $\frac{\omega}{\alpha} = 1-\varepsilon$ e facendo tendere ε a zero

Si ha

$$A = \frac{2E\,\text{sen}\,\pi n\,(1-\varepsilon)}{\alpha\,(1-(1-\varepsilon)^2)}$$

ma n essendo intero sarà $\text{sen}\,\pi n\,(1-\varepsilon) = \pm\,\text{sen}\,\pi\varepsilon n$, e consi-

derando il solo valore assoluto

$$A = \frac{2\,E \operatorname{sen} \pi\, n\, \varepsilon}{\alpha\, \varepsilon\, (2 - \varepsilon)}$$

che per $\lim \varepsilon = 0$ diventa $A(\alpha) = \lim \frac{2\,E\,\pi\,n}{\alpha\,(2-\varepsilon)} \cdot \frac{\operatorname{sen}(\pi\, n\, \varepsilon)}{(\pi\, n\, \varepsilon)} =$

$$= \frac{\pi\, n\, E}{\alpha} = n\, T\, \frac{E}{2}.$$

Si possono cosi calcolare i valori percentuali delle ampiezze relative, corrispondenti alle varie frequenze, rispetto all'ampiezza relativa massima $A(\alpha)$ corrispondente alla frequenza $\frac{\alpha}{2\pi}$ dell' onda costituente il segnale considerato. Si ha

$$y = \frac{A(\omega)}{A(\alpha)} = \frac{2\,\alpha^2 \operatorname{sen}\left(\pi\, n\, \frac{\omega}{\alpha}\right)}{\pi\, n\, (\alpha^2 - \omega^2)} = \frac{2 \operatorname{sen}(\pi\, n\, x)}{\pi\, n\, (1 - x^2)}$$

dove x rappresenta il rapporto $x = \frac{\omega}{\alpha}$ tra la frequenza cosiderata e quella α dell'onda nominale del segnale.

Il diagramma avente $x = \frac{\omega}{\alpha}$ per ascisse (da 0 a ∞) e $y = \frac{A(\omega)}{A(\alpha)}$ per ordinate darà le ampiezze relative delle frequenze componenti: trasformandolo in un altro avente per ordinate i quadrati delle sue ordinate, questo secondo diagramma darà le energie relative alle varie frequenze.

Dividendo queste ordinate per la durata (costante) $n\,T$ del segnale, si hanno le potenze relative medie delle frequenze $\omega = x\,\alpha$ espresse dalla relazione

$$z = \frac{4 \operatorname{sen}^2(\pi\, n\, x)}{\pi^2\, n^3\, T\, (1 - x^2)^2} = \frac{2\,(1 - \cos 2\pi\, n\, x)}{\pi^2\, n^3\, T\, (1 - x^2)^2}$$

Per rendere più evidente in questo esempio il significato della

$$E(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} A \cos(\omega\, t - \varphi)\, d\,\omega$$

si può considerare la funzione

$$v = E(t, \omega) = A \cos(\omega\, t - \varphi)$$

delle due variabili ω e t e rappresentare graficamente la superfice corrispondente; la $E(t)$ sarà l'area di una sezione parallela all'asse ω corrispondente al tempo t.

Nella figura 3 il segnale che abbiamo esaminato è rappresentato come funzione del solo tempo (t) nel piano (v, t). Esso è rappresentato dal tratto di sinusoide $E \operatorname{sen} \varkappa t$ da 0 a B. Nel piano (v, ω) è invece rappresentata la A, in funzione della sola ω; essa costituisce lo spettro della funzione $E(t)$. La superficie considerata $v(\omega, t)$ si immagina facilmente osservando che le sue sezioni parallele all'asse t, costruite in corrispondenza di ciascun valore di ω, sono delle sinusoidi $A \cos(\omega t - \varphi)$ aventi la pulsazione ω, la ampiezza A, e la fase φ che si sviluppano, parallelamente all'asse della t, da $-\infty$ a $+\infty$. Così la sinusoide PQ, supposto che sia $OP = \varkappa$ cioè uguale alla pulsazione del segnale $E(t)$, avrà la pulsazione $\varkappa$, la ampiezza $MP = A(\varkappa)$ data dallo spettro e la corrispondente fase $\varphi(\varkappa)$. La sinusoide RS corrispondente ad $\omega = 2\varkappa$ avrà pulsazione $\omega = 2\varkappa$, ampiezza $RN = A(2\varkappa)$ data dallo spettro e corrispondente fase $\varphi(2\varkappa)$: ecc. L'inviluppo di queste infinite sinusoidi costituisce la superfice cercata.

In ogni istante t_1 tracciando un piano parallelo al piano v, ω l'area della sezione avrà, come si disse, il valore $E(t_1)$.

Sempre riferendoci all'esempio considerato, è interessante notare che dalle espressioni trovate risulta che l'ampiezza e la energia relativa sono periodiche rispetto ad $x = \omega/\varkappa$, di periodo $\tau = \frac{2}{n}$. I massimi di ampiezza ricorrono a intervallo di 1 semiperiodo, cioè a intervallo $\frac{1}{n}$, tanto minore quanto più grande è il numero n di periodi contenuti nel segnale.

La ampiezza di questi massimi è pure tanto più piccola quanto maggiore è il numero n. Si può quindi dire che il segnale considerato, per quanto emesso nominalmente su una sola frequenza, equivale realmente ad una sola frequenza solo se la durata del segnale è moltissimo grande di fronte al periodo dell'onda fondamentale.

Risulta quindi da questo esempio che neppure un segnale emesso su un'onda rigorosamente persistente può considerarsi

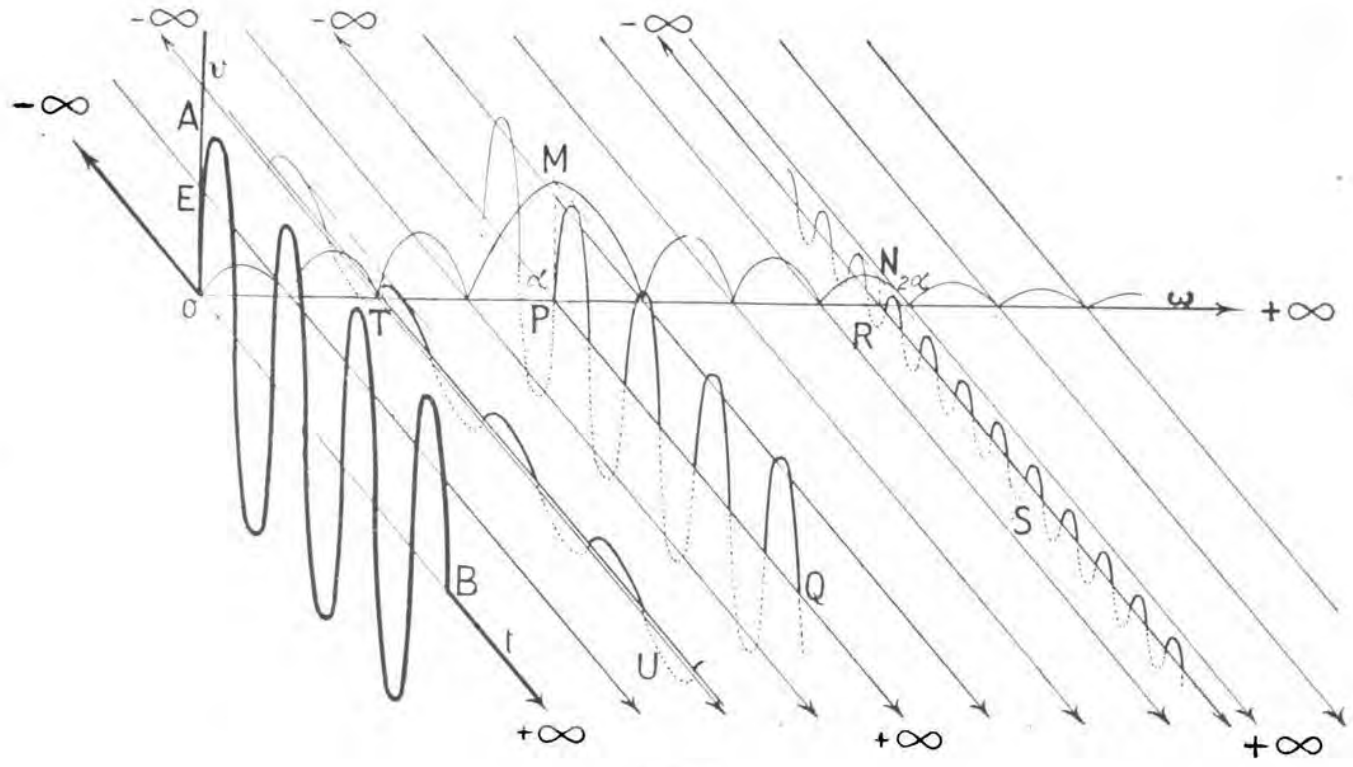


FIGURA 3.

ROMA 15-10-29-XII

perfettamente privo di frequenze parassite e quindi privo di efficenza disturbante.

Altri casi semplici si possono analizzare in questo modo.

Ad es. la funzione $E(t) = E_o\, e^{-\alpha t} \cos \beta t$ che esista tra o e ∞ dà luogo ad uno spettro di frequenze caratterizzato dalla funzione

$$y^2(\omega) = \frac{A^2(\omega)}{A^2(\beta)} = \frac{2}{1 + \left(\frac{\beta}{\omega}\right)^2 + \frac{2\pi^2 x^2}{\delta^2}}$$

in cui $x = \frac{\omega}{\beta} - \frac{\beta}{\omega}$ è la dissonanza rispetto alla frequenza β del segnale e $\delta = 2\pi \frac{\alpha}{\beta}$ è il decremento del segnale. La energia risulta cioè distribuita, sulle frequenze sopra e sotto quella β del segnale, in misura tanto meno ripidamente decrescente quanto più grande è il decremento (fig. 4).

Così pure un segnale $E(t)$ che abbia il valore E_o per t compreso tra $-\tau$ e $+\tau$ e sia nullo in ogni altro tempo, dà uno spettro di frequenza caratterizzato dalle espressioni (fig. 5).

$$A(\omega) = \frac{2 E_o \operatorname{sen} \omega\tau}{\omega} \quad \text{ed} \quad \frac{A(\omega)}{A(o)} = \frac{\operatorname{sen}(\omega\tau)}{(\omega\tau)}$$

che contiene con ampiezza preponderante tutte le frequenze comprese tra 0 e $f = \frac{1}{4\tau}$.

Analogamente una serie di n impulsi di ampiezza E_o, di durata τ e intervallati di τ dà luogo ad uno spettro caratterizzato dalle espressioni (fig. 6)

$$A(\omega) = \frac{E_o \operatorname{sen}(n\omega\tau)}{\omega \cos\left(\frac{\omega}{2}\tau\right)} \quad \text{ed} \quad \frac{A(\omega)}{A(o)} = \frac{\operatorname{sen}(n\omega\tau)}{(n\omega\tau)\cos\left(\frac{\omega}{2}\tau\right)}$$

Le ordinate corrispondenti alle armoniche dispari della frequenza $\frac{1}{2\tau}$, sono indipendenti da n, mentre le altre formano una ondulazione tanto più bassa e frequente quanto più grande è n, e che sparisce per n infinito.

Le considerazioni fin qui svolte, mentre non lasciano dubbi

Fig. 4

Spettro della funzione $E(t) = E_o\, e^{-\alpha t} \cos \beta t$

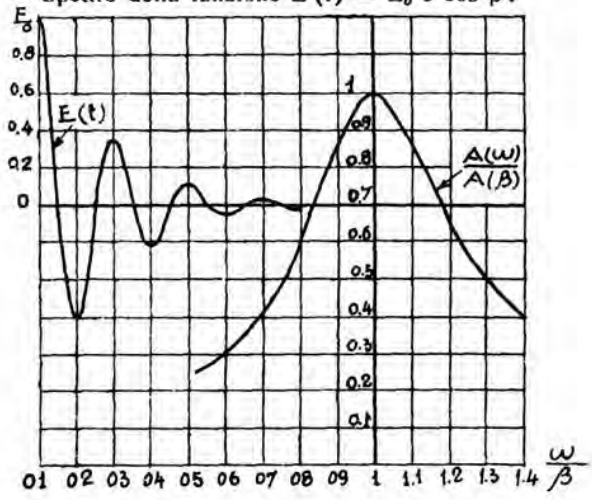


Fig. 5

Spettro di un impulso isolato di durata 2τ.

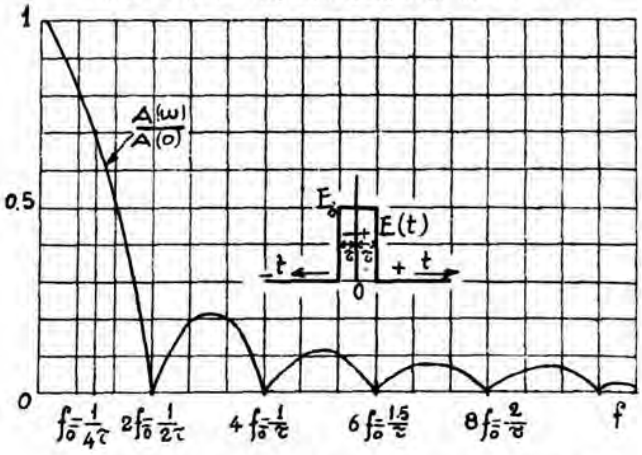
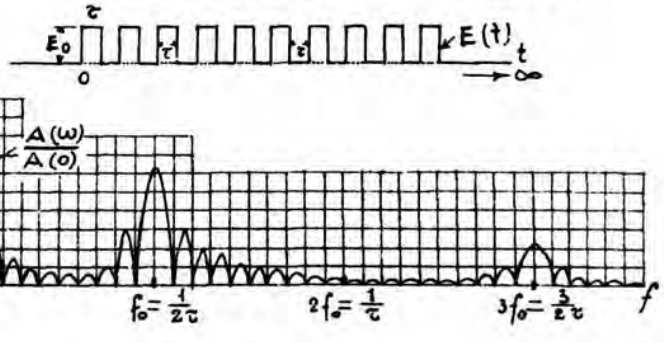


Fig. 6

Spettro di una serie di 10 impulsi di durata τ.



dal punto di vista matematico, possono apparire alquanto ardite come rappresentazioni delle realtà fisica, in quanto sembrano implicare una spece di profezia.

Se infatti, riferendoci al 1° esempio esaminato, l'ampiezza delle oscillazioni componenti dipende dalla durata del segnale, come possono tali ampiezze essere determinate prima che il segnale sia terminato, e che se ne conosca quindi la durata? Così pure si può osservare che se le oscillazioni armoniche componenti durano da $t = -\infty$ a $t = +\infty$, il loro effetto dovrebbe rivelarsi sia prima che dopo l'esistenza del segnale.

In realtà si tratta qui di una semplice equivalenza, verificantesi però in ogni tempo, tra la funzione $E(t)$ e il *complessivo* insieme delle sue componenti armoniche $(A \cos(\omega t - \varphi)\, d\omega)$, nonchè tra la energia della $E(t)$, complessivamente in tutta la sua durata finita, e quella, pure complessiva, delle sue componenti elementari, quale si avrebbe se tali componenti infinitesime avessero una durata infinita.

Ammesso quindi che questo procedimento sia perfettamente legittimo, esso ci fornisce un modo comodo di analisi, che è però direttamente applicabile solo ai casi più semplici, quali difficilmente si incontrano in pratica.

Il problema da risolvere è invece quello di trovare un metodo sperimentale per dedurre, di ogni emissione, lo spettro delle energie o delle potenze irradiate sulle varie frequenze.

L'analisi del problema dal punto di vista matematico prova che il rilievo diretto del diagramma cercato è per ora impossibile, per difetto di selettività dei circuiti misuratori, che non possono rispondere ad una sola frequenza. Si cerca di supplire con sistemi a debolissimo smorzamento quali il quarzo piezoelettrico e le sbarre vibranti di acciaio, ma per ora con scarsi risultati.

E invece possibile in via teorica e con una serie di delicati ragionamenti, ridurre il problema alla soluzione di una equazione integrale, nella quale la funzione ignota, rappresentante appunto lo spettro ignoto delle energie relative delle oscillazioni componenti, figura sotto il segno integrale, divisa per una funzione nota dipendente dal circuito ricevente: la cosidetta impedenza simbolica Z del circuito.

Si tratta cioè di risolvere la equazione

$$\int_0^\infty i^2\,dt = Q(\omega_0) = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty \frac{A^2(\omega)}{Z^2(\omega,\omega_0)}\,d\omega$$

in cui $A^2(\omega)$, che ha lo stesso significato precedente, è la funzione incognita, e $Z(\omega,\omega_0)$ è la impedenza del circuito: Ad esempio per un circuito comprendente C, L, R in serie sarà $Z(\omega,\omega_0) = R + j\left(\omega L - \right.$ $\left. - \frac{1}{\omega C}\right) = \frac{L}{\omega}\left[2\alpha\omega + j(\omega^2 - \omega_0^2)\right]$ in cui $\alpha = \frac{R}{2L}$ = fattore di smorzamento e $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ = pulsazione propria del circuito. La $Q(\omega_0) = \int_0^\infty i^2\,dt$ è proporzionale alla energia complessiva captata dal circuito ricevente ed è quindi misurabile per ogni valore della pulsazione ω_0 di risonanza del circuito.

Basterà variare ad esempio la C del circuito, calcolare ogni volta le $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ e misurare, con strumenti integrativi adatti, il corrispondente valore dell'$\int_0^\infty i^2\,dt$: si avranno così i valori di $Q(\omega_0)$ in funzione di quelli di ω_0.

La misura di cui trattasi non è facile, perchè il solo modo ora disponibile per eseguirla sarebbe quello di rilevare la corrente efficace istantanea, ad es. mediante un apparato registratore munito di un sensibile galvanometro a corda, e quindi fare l'integrazione del diagramma. Ma oltre alla complicazione pratica evidente, questo metodo si presta a riserve varie di indole teorica: occorrerebbero quindi in generale degli apparati integratori appositi che ancora non risulta siano stati costruiti, e solo nei casi in cui la corrente non varii col tempo, la $Q(\omega_0)$ si potrebbe ottenere semplicemente moltiplicando il quadrato della corrente efficace pel tempo in cui essa dura.

Si può così concludere che per ora la soluzione rigorosa del problema della rappresentazione della efficenza disturbativa di una emissione radiotelegrafica è appena intravedibile.

Analogamente si può concludere che non è facile farsi, a priori, una idea esatta della efficenza disturbativa (o disturbatività) di una

emissione. Quello che possiamo dire per ora, in base alla esperienza, si è che le emissioni telegrafiche ad onde persistenti, di ampiezza e frequenza rigorosamente costanti, come quelle considerate nell'esempio studiato, hanno una efficenza disturbativa ridottissima, specialmente quelle fatte con le onde più corte, (purchè ben stabilizzate) perchè i periodi più brevi di esse sono contenuti in maggior numero in ogni segnale Morse. Per contro le oscillazioni molto smorzate, generate dagli apparati a scintilla hanno sempre rilevata una forte efficenza disturbativa. Analogamente sono molte disturbative le emissioni ad onde persistenti di frequenza non bene stabilizzata e di ampiezza non bene spianata. Meno chiare sono, sotto questo punto di vista, le emissioni radiofoniche nonchè quelle delle trasmissioni delle immagini o della televisione. Solo le ricerche future potranno chiarire questa interessante questione.

3 — SELETTIVITÀ DELLA RICEZIONE R. T.

Le considerazioni finora svolte riguardano solo la parte emittente degli impianti, senza alcun accenno alla parte ricevente. Ora è evidente che questa ha una importanza grande nella questione, inquantochè sembra naturale di cercare di compensare, in qualche modo, gli eventuali difetti di una emissione mediante qualche speciale proprietà dei circuiti riceventi. Questa presunzione è infatti molto vecchia, e numerosissimi sono stati gli studi diretti a quello scopo. La proprietà che si cerca di esaltare in queste ricerche è la *selettività* dei circuiti, cioè la attitudine a rispondere in modo preponderante, se non esclusivo, ad una determinata ed unica frequenza di eccitazione.

È ovvio che se si riuscisse a realizzare un circuito che rispondesse ad una sola ed unica frequenza e rimanesse insensibile alle eccitazioni, per quanto intense, fatte su una frequenza anche pochissimo diversa da quella sua propria, un'enorme facilitazione ne risulterebbe nella soluzione dei problemi delle interferenze radiotelegrafiche: il che permetterebbe di aumentare enormemente la densità delle comunicazioni r. t. in una data regione. È infatti da considerare che se si suppone di distribuire le emissioni r. t. col cosidetto sistema poligonale, cioè in modo che le emissioni che

differiscono meno in frequenza siano situate in località tra loro lontane, e che quelle vicine geograficamente siano molto tra loro diverse in frequenza, in tale caso ogni apparato ricevente disposto su una data frequenza riceverebbe le frequenze poco diverse da quella in modo attenuato, dato che esse provengono da località lontane. In questo modo si riesce infatti ad evitare che, su un dato ricevitore, le emissioni estranee, fatte su frequenze vicine, siano molto preponderanti in intensità rispetto a quelle che si vogliono ricevere. Con tale organizzazione la selettività dei ricevitori deve solo consentire di eliminare il disturbo dovuto a emissioni *più deboli*, od almeno non troppo preponderanti su quella che si riceve. Ciò è relativamente facile da ottenere, cosicchè con una organizzazione poligonale dei posti emittenti si può dire che la selettività oggidì già raggiunta dai moderni apparati di ricezione potrebbe consentire dei canali anche più ristretti di quanto non lo permettano la incostanza della emissione come ampiezza e come frequenza. Lo stesso non accadrebbe naturalmente se, senza una organizzazione apposita, le emissioni da eliminare risultassero molto più intense di quelle da ricevere, come potrebbe accadere ad es. in un posto ricevente immediatamente vicino ad un potente posto trasmittente che lavori su un'onda prossima.

Il ricevitore perfettamente selettivo risolverebbe anche questo caso e consentirebbe una organizzazione più semplice, specialmente utile nelle reti militari delle prime linee di combattimento, perchè non richiederebbe alcuna speciale precauzione nella distribuzione delle onde dei posti trasmittenti. Esso permetterebbe ad esempio di far funzionare, in uno stesso locale, degli apparati emittenti e riceventi senza alcun riguardo alle onde impiegate, purchè queste fossero un poco diverse tra loro. Oggidì questo risultato si raggiunge solo con una conveniente distribuzione delle onde tra le varie Unità di guerra, e ciò implica una organizzazione che, pur non essendo troppo complicata in sè, potrebbe riuscire disagevole nei periodi critici del combattimento.

Un ricevitore perfettamente selettivo, mentre sarebbe utilissimo nelle comunicazioni r. t., sarebbe perfettamente inutile per le comunicazioni r. f. e per quelle teleidografiche e della televisione. Queste applicazioni comportano infatti delle emissioni fatte non su una

sola frequenza, ma su una gamma più o meno ampia di frequenze vicine. Per queste applicazioni non servirebbe un ricevitore sensibile ad una frequenza, ma ne occorrerebbe uno che fosse sensibile ugualmente entro una limitata gamma di frequenze e insensibile alle frequenze esterne alla gamma stessa.

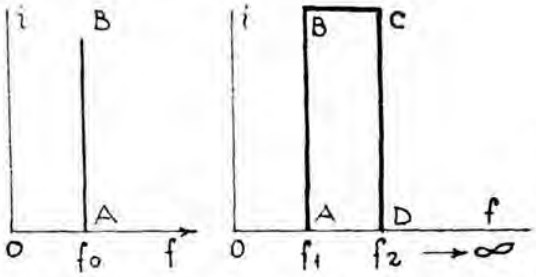


FIGURA 7.

Il diagramma di ricezione, avente per ascisse la frequenza (da 0 a ∞) e per ordinate la relativa sensibilità di ricezione, dovrebbe essere un segmento verticale $A\,B$ per un ricevitore r. t. ideale (fig. 7), e α un rettangolo $A\,B\,C\,D$, compreso tra le due frequenze f_1 e f_2, nel caso di un ricevitore ideale radiofonico o teleidografico, o di televisione (fig. 8). I più perfetti diagrammi

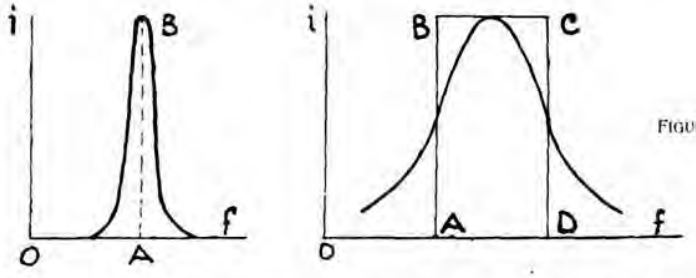


FIGURA 8.

reali si avvicinano per ora solo grossolanamente a quelli teorici, ma gli studi che costantemente sono rivolti alla soluzione di questi problemi li miglioreranno senza dubbio nell'avvenire prossimo.

Il problema della corretta ricezione r. t. non è però limitato alla questione delle interferenze tra le differenti radioemissioni. Un'altra grave questione è quella dei disturbi parassiti dovuti alla elettricità atmosferica o agli impianti elettrici circostanti al ricevitore. Questi due generi di disturbi hanno una importanza diversa secondo le applicazioni e secondo le onde usate, ma la loro eliminazione

o almeno la loro riduzione sarebbe di enorme importanza per tutte le radio comunicazioni. Un'analisi matematica di questi fenomeni metterebbe in evidenza che essi sono in genere caratterizzati da brusche variazioni di f. e. m., di carattere più o meno aperiodico, di cui gli spettri di frequenza sono molto estesi: essi sono quindi molto disturbativi, specialmente per le onde più lunghe e per quelle di radiodiffusione, anche perchè la loro intensità può essere molto maggiore di quella dei segnali utili.

Le comunicazioni fatte sulle onde molto corte, mentre sono meno sensibili di quelle fatte sulle onde lunghe a questi disturbi parassiti, sono per contro ostacolate da altri inconvenienti, come la evanescenza, la eco, le anomalie diurne e stagionali, ecc.

In complesso quindi il problema della ricezione radioelettrica chiara e sicura non è meno complesso di quella della emissione: probabilmente anzi è più complesso. Non sarebbe possibile qui di trattare di tutte le questioni relative: ci limiteremo perciò a ricordare qualche nozione relativa alla più importante e fondamentale, cioè alla *selettività*.

Se si considera un solo circuito oscillante è facile vedere che il solo elemento che influisce sulla selettività e, almeno in teoria, il *decremento* del circuito. Consideriamo infatti un circuito oscillante eccitato in serie o in parallelo, circuito risonante nel primo caso, antirisonante nel 2° caso. Possiamo scrivere nei due casi le equazioni, che assumono le forme simmetriche seguenti: (figura 9 e figura 10) (1).

$$\frac{d^2 i}{d t^2} + \frac{R}{L}\frac{d i}{d t} + \frac{i}{L C} = \frac{1}{L}\frac{d v}{d t}$$

$$\frac{d^2 v}{d t^2} + \frac{1}{R C}\frac{d v}{d t} + \frac{v}{L C} = \frac{1}{C}\frac{d i}{d t}$$

(1) Nota. — Le forme adottate sono rappresentazioni ideali dei circuiti reali, nei quali le perdite rappresentate dalla R sono sempre distribuite nelle varie parti e non localizzate come qui si suppone. È noto tuttavia che i circuiti reali si possono ridurre ad essere rappresentabili con i corrispondenti circuiti ideali mediante l'adozione di adatti valori per le costanti L, R, C, del circuito ideale equivalente.

Le soluzioni di queste equazioni, nel caso in cui le eccitazioni siano sinusoidali semplici di pulsazione ω, cioè rispettivamente rappresentate da

$v = V_0 \operatorname{sen} \omega t$ per la eccitazione in serie

$i = I_0 \operatorname{sen} \omega t$ per la eccitazione in parallelo

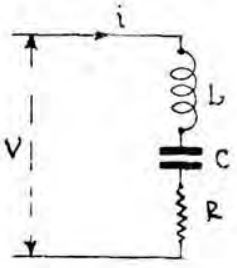


FIGURA 9.

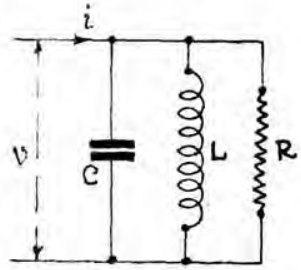


FIGURA 10.

ed i circuiti rispettivi siano di piccolo decremento (caso oscillatorio), sono rispettivamente

$$i = \frac{V_0 \cos(\omega t - \varphi)}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} + e^{-\frac{R}{2L}t}\left[C_1 \operatorname{sen}\left(t\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}\right) + C_2 \cos\left(t\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}\right)\right] \tag{1}$$

con $tg\,\varphi = \dfrac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}$

$$v = \frac{I_0 \cos(\omega t - \varphi)}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}} + e^{-\frac{t}{2RC}}\left[C_1 \operatorname{sen}\left(t\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}}\right) + C_2 \operatorname{sen}\left(t\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}}\right)\right] \tag{2}$$

con $tg\,\varphi = R\left(\omega C - \dfrac{1}{\omega L}\right)$.

Nel primo caso si può scrivere

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} = \frac{2\pi}{T_0}$$

e $$\frac{R}{2L}t = \frac{R\,T_o}{2L}\,\frac{t}{T_o} = \frac{2\pi R}{2\sqrt{\frac{L}{C}-\frac{R^2}{4}}}\cdot\frac{t}{T_o} = \delta\,\frac{t}{T_o}$$

in cui $$\delta = \frac{\pi R}{\sqrt{\frac{L}{C}-\frac{R^2}{4}}}$$

è il decremento del circuito.

Nel secondo caso si ha

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{LC}-\frac{1}{4R^2C^2}} = \frac{2\pi}{T_o}$$

e $$\frac{t}{2RC} = \frac{T_o}{2RC}\,\frac{t}{T_o} = \frac{2\pi}{2RC\sqrt{\frac{1}{LC}-\frac{1}{4R^2C^2}}}\cdot\frac{t}{T_o} = \delta\,\frac{t}{T_o}$$

in cui $$\delta = \frac{\pi}{R\sqrt{\frac{C}{L}-\frac{1}{4R^2}}}$$

δ è il decremento del circuito.

Nei circuiti selettivi è sempre trascurabile $\frac{R^2}{4}$ di fronte ad $\frac{L}{C}$ oppure $\frac{1}{4R^2}$ di fronte a $\frac{C}{L}$, cosicchè o si può scrivere: $\omega_o \simeq \frac{1}{\sqrt{LC}}$ in entrambi i casi ed $\delta = \pi R\sqrt{\frac{C}{L}}$ nel 1° caso, e $\delta = \frac{\pi}{R\sqrt{\frac{C}{L}}}$ nel secondo.

Si può così facilmente scrivere nel 1° caso

$$\sqrt{R^2+\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)^2} = R\sqrt{1+\frac{1}{R^2}\cdot\frac{L}{C}\left(\frac{\omega}{\omega_o}-\frac{\omega_o}{\omega}\right)^2} = R\sqrt{1+\frac{\pi^2 x^2}{\delta^2}}$$

e nel secondo

$$\sqrt{\frac{1}{R^2}+\left(\omega C-\frac{1}{\omega L}\right)^2} = \frac{1}{R}\sqrt{1+R^2\frac{C}{L}\left(\frac{\omega}{\omega_o}-\frac{\omega_o}{\omega}\right)^2} = \frac{1}{R}\sqrt{1+\frac{\pi^2 x^2}{\delta^2}}\,.$$

Il numero $x = \frac{\omega_0}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$ si può chiamare la *dissonanza* tra frequenza eccitante e frequenza del circuito: alla risonanza infatti $x = 0$.

Si ha dunque rispettivamente nei due casi considerati

$$i = \frac{V_0}{R} \cdot \frac{\cos(\omega t - \varphi)}{\sqrt{1 + \frac{\pi^2 x^2}{\delta^2}}} + e^{-\delta \frac{t}{T_0}} (C_1 \operatorname{sen} \omega_0 t + C_2 \cos \omega_0 t); \; v_L = L \frac{di}{dt}$$

$$v = R I_0 \frac{\cos(\omega t - \varphi)}{\sqrt{1 + \frac{\pi^2 x^2}{\delta^2}}} + e^{-\delta \frac{t}{T_0}} (C_1 \operatorname{sen} \omega_0 t + C_2 \cos \omega_0 t); \; i_C = C \frac{dv}{dt}$$

nelle quali φ e δ hanno rispettivamente i valori trovati nei rispettivi casi, e C_1 e C_2 sono costanti dipendenti dalle circostanze iniziali.

Da queste equazioni risulta che il solo elemento che modifichi la influenza della dissonanza x sulla ampiezza della risposta alla eccitazione, è precisamente il decremento δ del circuito. Si vede subito che quanto più piccolo è il decremento e tanto più sentito sarà l'effetto di una piccola dissonanza. Per contro si deve osservare che un piccolissimo decremento ritarda la sparizione dei termini transitori, i quali possono acquistare importanza sia nel caso che il circuito sia soggetto anche ad eccitazioni impulsive, sia nel caso che i fenomeni che si studiano siano molto fugaci. La presenza di questi termini transitori rende quindi più complicato lo studio rigoroso della questione, e difficile trarne delle conclusioni generali. Di massima si può tuttavia ritenere che un decremento molto piccolo sia vantaggioso per la selettività.

I decrementi più piccoli che si possono realizzare praticamente e facilmente non sono di norma inferiori a $2 \div 3$ centesimi. La selettività di un solo circuito che ne risulta è perciò in generale eccessivamente scarsa. Ad es. con un circuito di decremento $\delta = 0{,}0314$ la dissonanza $x = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{1}{100}$ riduce la risposta alla eccitazione dissonante solo nel rapporto da 1 a $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0{,}707$, rispetto alla risposta alla eccitazione risonante; ciò è poco per le esigenze pratiche. Da tempo quindi si è cercato di aumentare la selettività

mediante circuiti multipli ottenuti, combinando opportunamente delle capacità e delle induttanze. Numerosissimi sono i circuiti escogitati, ma quelli più razionali sono i circuiti continui e simmetrici, costituiti cioè da una serie di elementi o cellule uguali che si ripetono varie volte. Questi circuiti si chiamano più propriamente *filtri elettrici* e il loro studio ha assunto una grande importanza in questi ultimi anni.

Volendo accennare solo ad alcune categorie di questi circuiti diremo che essi si possono classificare in:

a) - filtri per *unica onda* passante: essi sono costituiti di una successione di circuiti oscillanti semplici, tutti accordati su una sola onda e debolmente tra loro accoppiati.

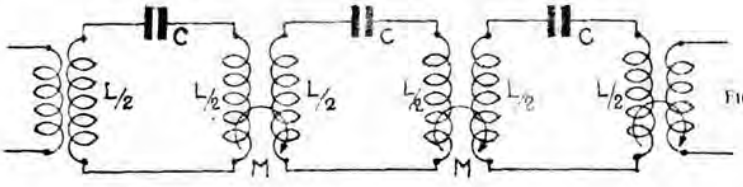


FIGURA 11.

Più che una frequenza, questo filtro (fig. 11) lascia passare una piccola gamma compresa tra $f_1 = 1/2\pi \sqrt{LC\left(1 + \frac{2M}{L}\right)}$

e $$f_2 = 1/2\pi \sqrt{LC\left(1 - \frac{2M}{L}\right)}$$

b) - filtri *passa basso*, (fig. 12) cioè che attenuano tutte le frequenze superiori ad una frequenza prestabilita, detta frequenza

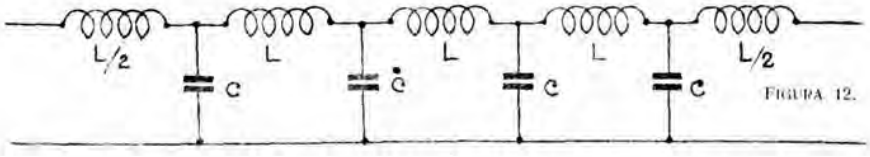


FIGURA 12.

di frontiera: un esempio di questo tipo è dato dal seguente schema di cui la frequenza di frontiera è

$$f_f = \frac{1}{\pi \sqrt{LC}}$$

c) - filtro *passa alto*, che attenua le frequenze inferiori alla frequenza di frontiera f_f. Come esempio si può dare quello della figura 13 di cui la f_f è

$$f_f = \frac{1}{4\pi\sqrt{LC}}$$

d) - filtro *passa banda*, cioè che attenua tutte le frequenze esterne ad una data gamma compresa tra le frontiere f_1 ed f_2.

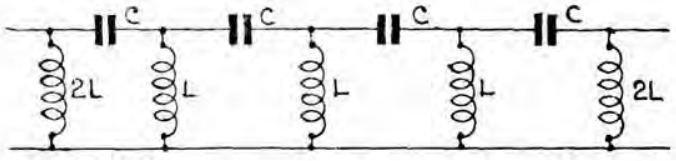


FIGURA 13.

L'esempio della figura 14 ha come frontiere

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \; ; \qquad f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+4K)}}$$

e) filtro ad *esclusione di banda*, che attenua le frequenze comprese entro due frontiere f_1 ed f_2. Nella figura 15 le frontiere, tanto più vicine quanto più piccolo è n, sono

$$f_{1,2} = \frac{1}{4\pi\sqrt{LC}} \left| (4+n) \pm \sqrt{(4+n)^2 - 16} \right.$$

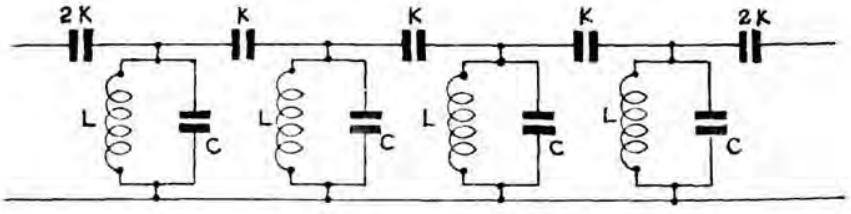


FIGURA 14.

Moltissimo vi sarebbe da dire sui filtri elettrici, dai quali si attendono grandi perfezionamenti in tutti i campi della radio e

della elettrotecnica, specialmente combinandone le preziose proprietà con quelle anche più straordinarie e meravigliose delle valvole elettroniche.

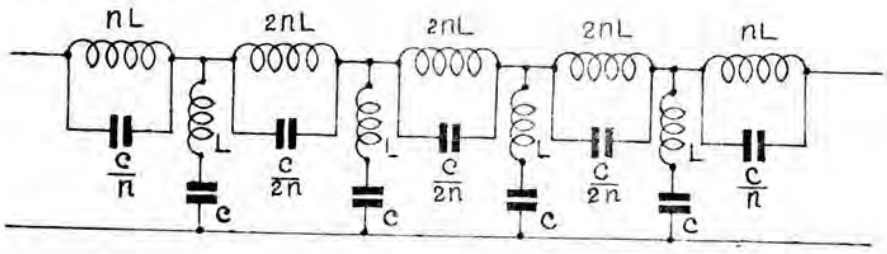


FIGURA 15.

E molti ancora sarebbero gli argomenti che hanno attinenza con le interferenze ed i disturbi; a noi basterà per ora l'avere attirata l'attenzione su questo vasto campo di studi e sulle strade che vi si stanno tracciando e percorrendo.

LUIGI SACCO
COLONNELLO DEL GENIO

BIBLIOGRAFIA

1. — An investigation of the interference caused by transmissions from radio stations. Dep. of Scient. and industrial Research. — Radio Research-Special report N. 8 — 1929 — London.

2. — Sulle proprietà filtranti delle catene di circuiti elettrici, di *V. Gori*. In "Elettrotecnica„ 15-25 Ottobre 1927.

3. — Electric circuit theory and operational calculus. — *J. R. Carson*. Mac-Graw-Hill — New-York.

4. — Filtri d'onda e linee infinite sotto l'azione di correnti variabili di forma qualunque. — *Prof. G. Giorgi*. — Rendiconti del Congresso Internazionale di Telegrafia e Telefonia in Como. - 1927.

5. — Circuits de transmission pour communications téléphoniques. — *K. S. Johnson*. — Gauthier-Villars - 1928 - Paris.

Esperienze di portata nelle immediate vicinanze delle piccole Stazioni R. T.

1 - È noto il grande interesse che il R. Esercito attribuisce alle stazioni r. t. di minima portata e quindi allo studio della propagazione delle onde elettromagnetiche alle brevissime distanze dalle stazioni trasmittenti.

L'Officina Radiotelegrafica del Genio Militare, pur non avendo compiute delle sistematiche prove al riguardo, ha potuto riunire un certo numero di dati sull'argomento in occasione di vari esperimenti compiuti (con piccole stazioni funzionanti su lunghezze d'onda variabili tra 105 o 250 metri) durante la prima metà del 1928 e negli ultimi mesi dell'anno corrente, nelle immediate vicinanze di Roma; una seconda serie di dati venne raccolta in una regione montagnosa di confine.

2 - Dalla teoria di ZENNECK sulla propagazione delle onde elettromagnetiche su di una superficie piana ed uniforme, quale si può supporre in prima approssimazione la superficie terrestre per piccole distanze, risulta che la diminuzione della intensità del campo segue una legge esponenziale. Scopo degli esperimenti eseguiti era quindi la verifica di questa legge nell'ambito delle portate delle piccole stazioni campali. I dati raccolti per confermarla non si riferiscono però al campo elettromagnetico, ma alla forza dei segnali radiotelegrafici ricevuti, la quale dipende dalla corrente telefonica e quindi dalla intensità del campo.

Ammessa la suddetta legge di diminuzione del campo e la proporzionalità tra il campo e la corrente telefonica dell'apparato ricevente, questa corrente può venire espressa dalla formula:

$$(1) \qquad i_r = K_1 \, e^{-\alpha R}$$

dove K_1 ed α sono costanti che dipendono dalla lunghezza dell'onda impiegata, oltre che dalla natura del terreno, cioè dalla costante dielettrica e dalla conducibilità specifica del medesimo.

Negli esperimenti venne usato l'intensimetro logaritmico (1) nel quale la forza dei segnali risulta proporzionale al logaritmo della intensità della corrente telefonica, cosicchè, tenendo presente la (1) si dovrebbe avere:

$$n = 1 + \log_e \frac{i_r}{i_1} = 1 - \log_e i_1 + \log_e K_1 - \alpha R$$

cioè, chiamando con $K = 1 - \log_e i_1 + \log_e K_1$ la nuova costante,

(2) $$n = K - \alpha R$$

dove n sarebbe la forza dei segnali radiotelegrafici misurati con il suddetto intensimetro alla distanza R dalla stazione emittente.

3 - Per verificare questa legge si è curato che l'apparecchio ricevente e l'operatore rimanessero sempre gli stessi, ma anche così la precisione delle misure effettuate non poteva essere molto grande, essendo influenzata dalle possibili variazioni, sia nella sensibilità del ricevitore, che nelle condizioni atmosferiche e nell'ambiente circostante la stazione ricevente. Tuttavia i risultati ottenuti lavorando sulle medie dei dati raccolti sono stati abbastanza concordi, e conformi alla legge rappresentata dalla (2).

Fino dalle prime prove è risultato infatti che spostando il ricevitore successivamente a distanze crescenti dalla stazione trasmittente, tenuta fissa, e misurando la forza della ricezione, il grafico ottenuto portando sulle ascisse la distanza e sulle ordinate la forza dava sensibilmente una linea retta rappresentabile con la equazione (2).

I coefficienti di questa equazione, cioè, la pendenza α della retta, e l'ordinata K del punto d'incontro con l'asse delle ordinate, danno una idea dell'attenuazione dovuta alla distanza e della forza massima di ricezione da cui si parte.

4 - Le esperienze per determinare questi coefficienti vennero condotte in terreno sufficentemente uniforme cioè di costante dielet-

(1) - Col. Luigi Sacco - « Un intensimetro logaritmico » - Bollettino R. T. del Regio Esercito. Gennaio-Febbraio 1928-VI.

trica e di conducibilità specifica abbastanza costanti, e senza cause sensibili di disturbi.

Mantenuta costante la forza cimomotrice (1) della stazione trasmittente, vale a dire costante l'aereo, la relativa corrente e la lunghezza d'onda, si è misurata la forza dei segnali a successive distanze R, R_1, R_2, ecc. e si sono scritte tante coppie di equazioni del tipo

$$(3) \qquad \begin{aligned} n &= K - R\,\alpha \\ n_1 &= K - R_1\,\alpha \end{aligned}$$

Da ciascuna coppia si è dedotto un valore per K ed uno per α.

5 - I valori di α e K, ricavati in prove eseguite in ore diverse, con varie lunghezze d'onda, e con diverse intensità di corrente d'aereo, sono racchiusi nelle seguenti tabelle.

$\lambda = 100$ m.		$E = 0{,}11$ v.	
di giorno		di notte	
α	K	α	K
0,33	7,8	0,50	11,8
0,35	10,3	0,45	11,5
0,31	8,1	0,36	11,3
0,60	10.3	0,41	12,6
0,40	9,0	0,33	11,2
0,44	9,4	0,29	10,2
0,38	9,1	0,41	11,4
0,36	8,8		
0,41	9,3		
0,40	9,0		
0,43	9,8		

(1) Bollettino R. T. del Regio Esercito dell'aprile 1926.

λ = 105 m.		E = 0,10 v.	
di giorno		di notte	
α	K	α	K
0,36	8,8	0,50	9,0
0,40	8,8	0,60	10,0
0,38	8,8	0,41	9,8
0,36	8,7	0,39	8,9
0,33	8,5	0,41	9,9
0,40	9,0	0,40	10,2
0,34	8,5	0,38	9,9
0,33	8,5	0,34	8,4

λ = 150 m.			
E = 0,21 v.		E = 0,10 v.	
α	K	α	K
0,20	11,3	0,20	10,0
0,17	9,7	0,15	9,1
0,20	11,3	0,16	9,5
0,18	11,8	0,18	9,6
0,13	10,0	0,15	9,9
0,18	11,0	0,18	9,5
0,30	16,0	0,26	11,5
0,25	13,3	0,31	13,5
0,13	9,5	0,25	11,5

λ = 180 m.			
E = 0,16 v.		E = 0,09 v.	
α	K	α	K
0,25	12,3	0,13	9,6
0,18	11,1	0,17	9,8
0,15	12,4	0,26	10,2
0,26	12,3	0,20	10,6
0,26	12,3	0,22	10,8
0,13	10,6	0,30	11,7
0,17	10,9	0,20	10,6
0,16	10,8	0,30	12,4
0,23	11,1	0,32	12,4

$\lambda = 200$ m.			
$E = 0{,}11$ v.		$E = 0{,}06$ v.	
α	K	α	K
0,20	10,8	0,20	10,8
0,13	10,0	0,12	9,7
0,18	10,5	0,22	11,1
0,16	10,2	0,20	10,8
0,21	11,2	0,15	9,9
0,16	10,3	0,14	9,8
0,17	10,2	0,26	11,5
0,22	11,3	0,25	11,2
0,19	10,9	0,13	9,0
0,21	11,5		

Da questi dati si possono trarre i seguenti valori medi per α e K:

Lunghezza d'onda λ m.	Forza cimomotrice E Volta	Valori medi	
		α	E
100	0,11	0,40	9,1
105	0,10	0,40	9,2
150	0,21	0,21	11,1
	0,10	0,21	10,5
180	0,16	0,20	11,5
	0,09	0,20	10,8
200	0,11	0,19	10,7
	0,06	0,19	10,3

I suddetti valori si riferiscono alle condizioni normali di terreno, di atmosfera, ecc. in cui le prove su ricordate ebbero luogo: in altre condizioni, l'intensità della ricezione potrà naturalmente riuscire più o meno discosta da quella.

Come era da attendersi inoltre, i risultati ottenuti in singole prove non furono sempre conformi alla legge esattamente lineare ricavata come media: tuttavia nelle esperienze si sono verificati molti casi di andamento perfettamente lineare.

6 - Un esame più dettagliato di questi risultati ha poi permesso di giungere a considerazioni interessanti per i coefficienti α e K.

Il coefficiente α, che corrisponde all'analogo coefficiente della formula di ZENNECK, è risultato dipendente solo dalla lunghezza d'onda e dalla natura del terreno; quindi in perfetto accordo con la suddetta teoria. Risulta infatti dalla tabella che il valore di α resta lo stesso per la medesima lunghezza d'onda, e per lo stesso terreno, pur cambiando la forza cimomotrice.

Basandosi sulla già citata teoria di ZENNECK, dalle tabelle contenute nell'opera del PEDERSEN (1) si sono calcolati dei valori di α assumendo per la conducibilità del terreno il valore, per terreni normali, di

$$\sigma = 10^{-13} \qquad \text{U. E. M.}$$

oppure di

$$\sigma = 0{,}7 \times 10^{-13} \qquad \text{U. E. M.}$$

I valori così calcolati per le varie lunghezze d'onda che ci interessano sono scritti nelle prime due righe della seguente tabella:

		$\lambda = 100$ m.	$\lambda = 150$ m.	$\lambda = 180$ m.	$\lambda = 200$ m.
secondo ZENNECK α	$\sigma = 10^{-13}$	0,50	0,25	0,16	0,14
	$\sigma = 0{,}7 \cdot 10^{-13}$	0,66	0,30	0,20	0,17
α	trovato	0,40	0,21	0,20	0,19

I valori trovati mostrano di essere, rispetto e quelli calcolati coi dati del PEDERSEN, un pò più piccoli per le lunghezze d'onda minori e un pò più grandi per quelle maggiori, come si può anche

(1) P. O. PEDERSEN. - The Propagation of radio waves. - Pagina 19.

osservare dal grafico N. 1 dove sono disegnate le curve relative di $\alpha = f(\lambda)$ (fig. 1).

Reciprocamente partendo dai valori trovati per α si è dedotto per σ il valore approssimativo di 10^{-13}, dato che sembra molto attendibile.

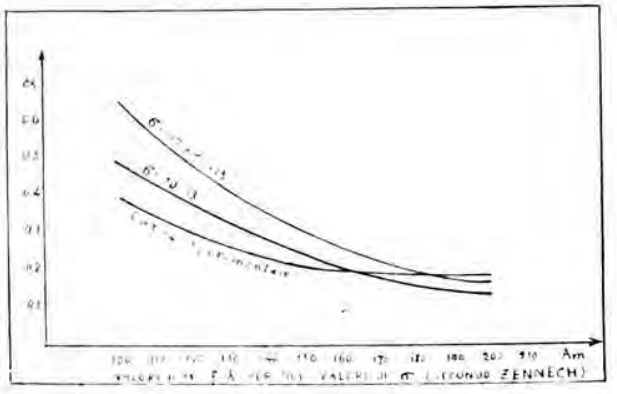


FIGURA 1.

Complessivamente quindi i dati raccolti sembrano confermare la teoria di ZENNECK, o per lo meno indicano un notevole accordo fra la teoria suddetta ed i risultati sperimentali.

7 - Quanto al coefficiente K, esso è risultato nettamente indipendente dalla lunghezza d'onda ma dipendente direttamente dal momento magnetico della stazione ($N\,A\,I$), essendo N il numero di spire, A l'area del telaio, ed I la corrente. Precisamente, dopo vari tentativi basati su diverse ipotesi, si riuscì a dare a K l'espressione

$$K = 10{,}5 + \log_e (N\,A\,I)$$

ed in generale

$$K = C + \log_e (N\,A\,I)$$

ove C dipende dalla sensibilità del ricevitore. Se infatti in questa equazione si sostituiscono i vari valori sperimentali del momento

magnetico, si ottengono dei valori di K che concordano molto bene con quelli dedotti dalle esperienze.

8 - In un altro ciclo di esperienze, fatto con stazioni campali di tipo più potente delle precedenti, si calcolarono le medie della forza dei segnali direttamente sulla carta millimetrata in corrispondenza delle distanze in Km. portate come ascisse.

I dati si riferiscono ad un tipo di stazione funzionante su 124 m. di lunghezza d'onda ed a un altro tipo funzionante su 227 m. di lunghezza d'onda. Le esperienze essendosi condotte in condizioni alquanto variabili, furono presi in considerazione solo quei valori che risultarono compresi in una striscia di maggiore addensamento e trascurando gli altri come valori accidentali. Di tutti i punti aventi la stessa ascissa fu calcolata l'ordinata media, cioè fu calcolata l'intensità media per ogni distanza, segnando accanto al punto corrispondente il numero di osservazioni di cui quel punto rappresentava la media. Si è avuto così un andamento complessivo del diagramma, che appare, anche a prima vista, molto tendente ad una linea retta. Vedere figura N. 2.

Esperienze in zone montagnose.

9 - Nell'estate 1928, in occasione di esperienze di collegamento attraverso zone montagnose, condotte con molte stazioni di vari tipi, che avevano per scopo di verificare la possibilità di realizzare il collegamento r. t. tra determinate località, venne prescritto di tener esatto conto delle condizioni sperimentali e cioè delle località collegate, della intensità delle correnti d'aereo, della forza delle ricezioni e della condizione dei ricevitori. I risultati, dapprima apparentemente poco concordanti, poterono essere successivamente corretti eliminando dal computo i dati relativi a tre e quattro stazioni i cui ricevitori evidentemente differivano da quelli di tutte le rimanenti, e quindi apportando ai risultati delle rimanenti stazioni due diverse correzioni, e cioè: una per tener conto delle differenti correnti d'aereo delle trasmittenti, ed una per tener conto degli ostacoli montani.

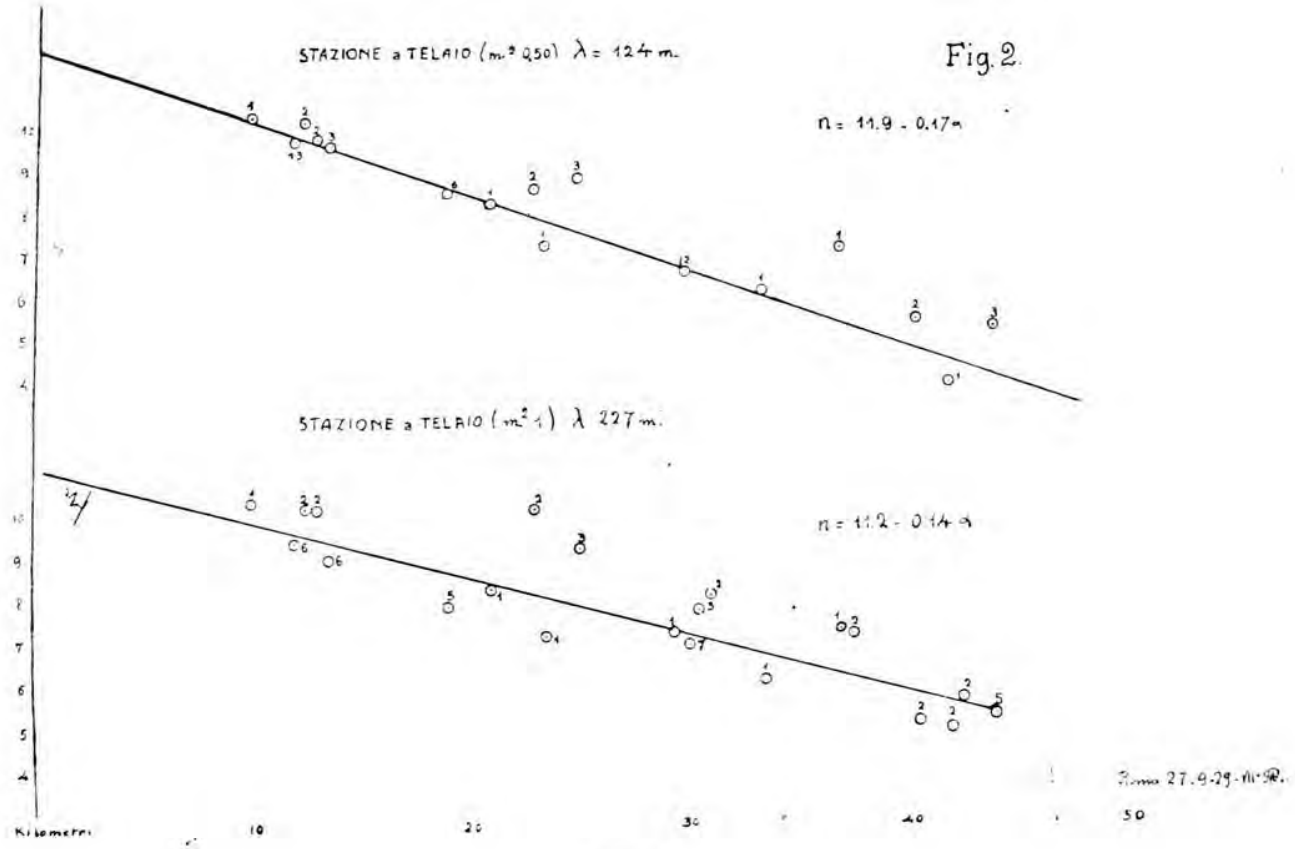


Fig. 2.

FIGURA 2.

Per la prima correzione si calcolò per ciascun collegamento il termine correttivo con la formula:

$$y = \log_e \frac{i_o}{i}$$

in cui i_o è la media aritmetica di tutte le correnti di trasmissione esperimentate, e i la corrente del caso considerato. La forma di questo termine deriva dal modo di misura adottato per la forza della segnalazione mediante l'intensimetro logaritmico.

Il termine era addittivo per i casi in cui la corrente esperimentale era minore della media e sottrattivo pel caso opposto.

La seconda correzione si ottenne considerando come distanze da portare in ascisse, non la distanza reale dedotta dalla carta, ma la distanza virtuale (1) dedotta dalla formula di Eccles, cioè:

$$D = r\, e^{\sqrt{\frac{2\, r\, \varphi_1\, \varphi_2}{\lambda}}}$$

D = dist. virtuale: r = distanza reale; φ_1, φ_2 = angoli in radianti sotto i quali è visto l'ostacolo dai due posti corrispondenti; λ lunghezza d'onda.

10 - Con queste due correzioni, che risultano dallo specchio N. 3, il diagramma distanza-forza ha assunto le forme della figura 3, comprendente tre diverse lunghezze d'onda.

Dai diagrammi risulta che la linearità della relazione si può ritenere sufficientemente attendibile per scopi pratici e che la formula di Eccles per gli ostacoli montani dà quindi risultati abbastanza attendibili.

Conclusione.

11 - Le esperienze di cui qui trattasi pur non avendo carattere scientifico hanno permesso di ricavare le seguenti interessanti conclusioni pratiche.

1°) In terreno pianeggiante la forza dei segnali r. t. alle piccolissime distanze decresce in media linearmente colla distanza secondo la relazione $n = K - R\, x$.

---

(1) Bollettino R. T. del R. E. - marzo 1927.

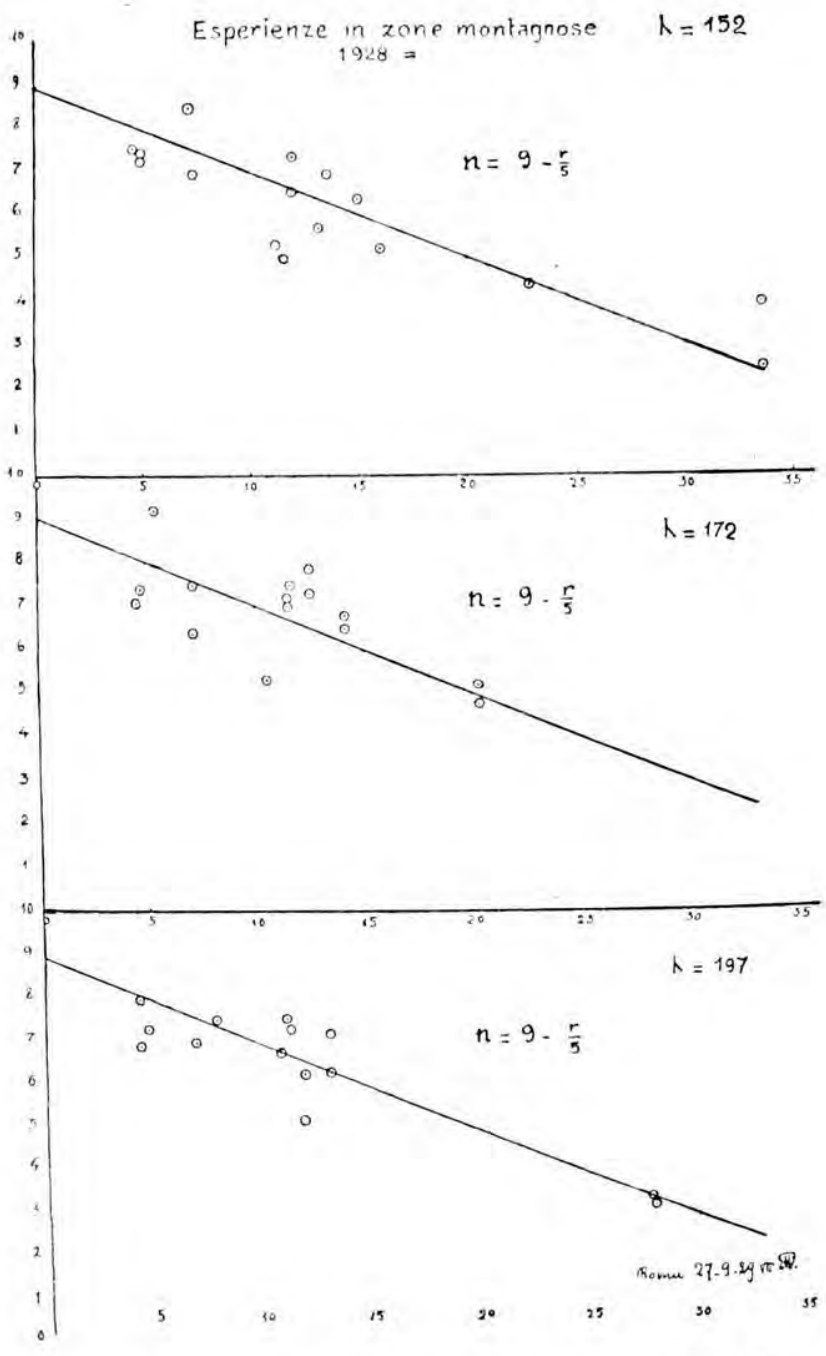

Esperienze in zone montagnose
1928 =
h = 152
n = 9 - r/5
h = 172
n = 9 - r/5
h = 197
n = 9 - r/5
Roma 27-9-29 VII

FIGURA 3.

2°) Nei limiti di onda considerati (100 ÷ 250 m.) il termine K, è indipendente dalla lunghezza d'onda ma dipende dal momento magnetico della trasmissione secondo la relazione

$$K = C - \log_e (N\ A\ I).$$

3°) La diminuzione della forza con la distanza (coefficiente α) non dipende dalla stazione trasmittente ma solo dalla lunghezza d'onda e dalla natura del terreno.

4°) Nelle zone montuose le relazioni suddette valgono approssimativamente quando la distanza reale sia sostituita da quella virtuale calcolata colla formula di Eccles

$$D = r\, e^{-\sqrt{\frac{2\,r}{\lambda}\,\eta_1\,\eta_2}}$$

12 - Le esperienze compiute con stazioni più potenti e con onde più lunghe su distanze maggiori in montagna non hanno permesso deduzioni ugualmente nette. L'esame dei risultati non ha cioè rivelata alcuna legge chiara, ciò essendo probabilmente dovuto all'influenza preponderante di cause accidentali.

I risultati sopra citati hanno quindi un valore limitato alle piccole distanze ed alle onde tra 100 e 250 metri.

Sarebbe vivamente desiderabile che altre esperienze eventualmente condotte con altri mezzi potessero portare a conclusioni altrettanto chiare, in modo da confermare i risultati ottenuti, o da completarli, eventualmente, con altre deduzioni sul comportamento delle onde e. m. alle piccole distanze. Tali deduzioni potrebbero riuscire interessanti oltre che alle applicazioni militari, anche a quelle civili, specie radiofoniche, per lo studio della portata dei disturbi e delle interferenze nelle vicinanze immediate delle stazioni emittenti.

Hanno contribuito alla raccolta dei dati, ai calcoli ed alla elaborazione dei dati, oggetto della presente memoria, i capitani Pratelli e Terranova del 2° Reggimento R. T., il Dottor Grifone Sig. Nicola della Officina R. T. (Reparto Studi ed Esperienze) ed il Maggiore Malizia Ing. Guglielmo dell'Ispettorato del Genio Militare.

LUIGI SACCO
COLONNELLO DEL GENIO

Direttore responsabile: Prof. G. VANNI.

LOCALITÀ	DISTANZA ORIZZONTALE in m.	IN	REO		$f + \log_e \frac{i_0}{t}$ per $i_0 = 5$					
			2		1			2		
		η	$\lambda = 172$	$\lambda = 152$						
A — B	5.000	0.23	3.8	3.8	7.35	6.45	5.10	6.32	6.85	6.32
A — B	5.000	0.05	4.5	4.5	6.92	7.52	6.92	7.40	6.40	8.38
C — B	7.000	0.05	4.5	4.5	6.85	7.12	6.52	7.35	7	7.35
D — E	3.600	0.08	2.68	3.8	7.25	6	7.35	8.07	7.34	7.38
C — E	5.500	0.06	4.2	—	7.45	7.45	—	—	—	—
E — G	5.000	0.14	3.5	(148) 3.5	—	5.27	4.37	—	4.81	—
H — I	3.500	0.12	5	—	—	4.42	—	—	—	—
H — E	8.000	0.04	4.4	(148) 4.5	4.11	5.49	4.97	4.27	5.32	5.32
I — E	4.500	0.02	4.45	(148) 4.4	5.47	4.50	4.50	—	9.12	—
I — F	4.000	0.13	3.75	3.7	—	3.69	3.32	4.30	3.69	4.21
I — G	4.500	—	3.85	(148) 3.75	3.32	5.51	4.84	6.9	7.1	7.02
I — F	8.000	0.13	3.8	(148) 3.75	3.32	3.94	2.50	3.38	5.33	4.44
G — K	5.500	0.12	3.8	3.75	6.32	7.85	6.44	5.32	7.36	5.64

N. B. — I numeri
alcune

Anno 8° - N. 6. Novembre - Dicembre 1929-A. VIII.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO

DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino Radiotelegrafico del R. Esercito

SOMMARIO:

Dott. GIORGINA MADIA. - Calcolo di un trasformatore telefonico.

Ingg. ACHILLE CELLONI e A. MARINO. - Considerazioni sullo studio dei progetti di reti radiogoniometriche.

Ing. DONATO GILIBERTI. - La reazione elettromagnetica negli alternatori.

ABBONAMENTO.

ANNUO (6 numeri). . . . L. 12
UN NUMERO SEPARATO . . L. 3

Inviare l'importo a mezzo vaglia alla DIREZIONE DELL' ISTITUTO R. T. ED E. DEL GENIO MILITARE, Viale Mazzini 8. ROMA (49)

Roma, Tipo-Lit. Off. R.T. ed E. del Genio Mil.
N. 24 - 1929-VIII.

Anno 8° - N. 6. Novembre - Dicembre 1929 - Anno VIII.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino Radiotelegrafico del R. Esercito

Diretto dal Prof. G. VANNI

Calcolo di un trasformatore telefonico

Mi propongo di far conoscere qui, nella parte che più riguarda la tecnica i risultati di una ricerca che ho compiuta a Berlino nei Laboratori della Siemens-Halske e di cui la parte matematica ha fatto oggetto di una comunicazione al congresso dei Matematici tenuto in Bologna nel settembre del 1928.

In questo lavoro prendo le mosse da alcuni studi già eseguiti per vie diverse da altri Autori (1) e ricavo le norme pel calcolo rigoroso di un trasformatore telefonico.

1. - Osservazioni preliminari. - Resistenze complesse di un trasformatore a circuito aperto e a circuito chiuso. - Loro andamento in funzione della frequenza. — Un trasformatore telefonico è un trasformatore a nucleo di ferro, destinato ad esser percorso da correnti di forma qualunque, che, allo scopo del

(1) FELDTKELLER u. BARTELS. - Über die Bemessungen von Uebertragern u. Entzerrern von Fernsprechverstärkern. Wissenschaftliche Veröffentlichungen aus dem Siemens-Konzern VI B. I Heft 65 - 1927.

FELDTKELLER u. BARTELS. - Über das Verhalten von Übertragen zwischen ohmschen Widerständen. Elektrischen-Nachrichten-Technik Band 5 Heft 6 1928.

NOTTEBROCK u. FELDTKELLER. - Die Entwicklung der Fernspreckverstärkern im Jahre 1927 u. die Grundlagen des Einheitsverstärkers. Telegraphen u. Fernsprechtechnik Heft II - 1927.

Da questi lavori sono state prese in massima parte le figure qui riportate.

calcolo possono immaginarsi come risultanti di un gran numero di correnti sinusoidali di frequenze molto diverse. Per gli effetti pratici occorre che certe caratteristiche di buon funzionamento siano raggiunte da quelle correnti sinusoidali la cui frequenza è compresa entro un certo intervallo più piccolo di quello di udibilità acustica. Nel trasformatore telefonico effettivo il nucleo di ferro lavora sempre nell'intervallo di magnetizzazione in cui l'induzione magnetica è in prima approssimazione proporzionale alla forza magnetizzante. I calcoli si possono impostare in questa ipotesi, trascurandone in prima approssimazione l'isteresi.

Le grandezze che in un trasformatore si prestano a misura diretta sono le cosiddette resistenze complesse primaria e secondaria « a circuito aperto » e « a circuito chiuso » (2). Agli effetti del calcolo di queste resistenze complesse, un trasformatore telefonico può

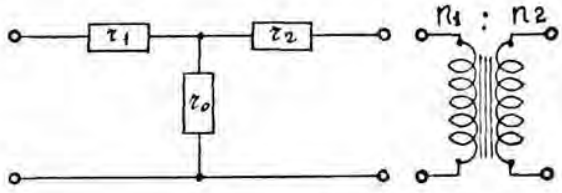


FIGURA 1.

esser considerato come un trasduttore (3) quadripolare asimmetrico, e allora al suo schema si può sostituire quello di un trasduttore collegato a un trasformatore ideale con rapporto di trasformazione eguale a quello del trasformatore dato (fig. 1).

Determinare gli elementi di questo trasduttore equivalente è dunque il problema che anzitutto ci si propone.

Il trasformatore dovendo essere studiato, come si è supposto, sotto l'azione di correnti sinusoidali di diverse frequenze, le

(2) Cioè le resistenze complesse (impedenze) apparenti o equivalenti che si misurano tra i due poli del primario (o del secondario) quando il secondario (o il primario) è aperto o chiuso in corto circuito.

(3) Per la definizione di trasduttore v. G. GIORGI: Filtri d'onda e linee infinite etc. - Rend. Congr. Intern. di Telegr. e Telef. Como sett. 1927.

impedenze di cui si parla devono essere studiate in funzione della frequenza angolare $\omega = 2\pi\nu$, e si deve rappresentare graficamente, ove occorra, il loro andamento in funzione di ω per mezzo di un luogo di punti nel piano complesso. Intendendo che le lettere gotiche rappresentino gli elementi complessi, e che sia $i = \sqrt{-1}$ nel significato corrente in elettrotecnica, siano $\mathfrak{U}_{c_1}$, $\mathfrak{U}_{c_2}$ le impedenze misurate al primario e al secondario quando il secondario e il primario, rispettivamente, sono chiusi in corto circuito. Se n_1 , n_2 rappresentano i numeri di spire del primario e del secondario; R_1 e R_2 , L_1 , L_2 le resistenze ohmiche e le induttanze corrispondenti, si trova facilmente applicando formole note:

$$\mathfrak{U}_{c_1} = R_1 + R_2 \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 + i \frac{\sigma}{2} \left(L_1 + L_2 \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 \right) \omega$$

$$\mathfrak{U}_{c_2} = R_1 + R_2 \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 + i \frac{\sigma}{2} \left(L_1 + L_2 \left(\frac{n P_2}{n_1} \right)^2 \right) \omega$$

dove σ è il coefficiente di disperdimento definito dalla nota relazione:

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_1 L_2}$$

essendo M il coefficiente d'induzione mutua fra i due avvolgimenti.

Ponendo:

$$L_1 = A_L n_1^2$$
$$L_2 = A_L n_2^2$$
$$\tau = \frac{1}{2} \left(\frac{L_1}{R_1} + \frac{L_2}{R_2} \right)$$

si ha pure:

$$\mathfrak{U}_{c_1} = \left(\frac{1}{\tau} + i \frac{\sigma}{2} \omega \right) 2 A_L n_1^2$$

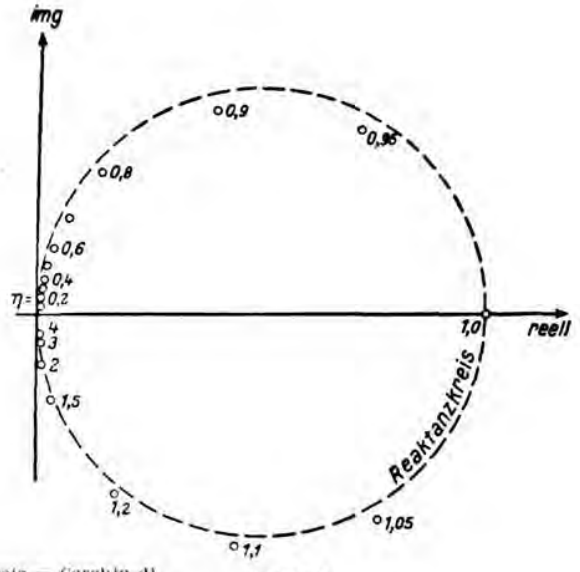
$$\mathfrak{U}_{c_2} = \left(\frac{1}{\tau} + i \frac{\sigma}{2} \omega \right) 2 A_L n_2^2 .$$

In quanto alle due resistenze $\mathfrak{U}_{a_1}$, $\mathfrak{U}_{a_2}$, offerte dal trasformatore a circuito aperto; osserviamo prima di tutto che per esse vale la relazione:

$$\frac{\mathfrak{U}_{a_1}}{\mathfrak{U}_{a_2}} = \frac{\mathfrak{U}_{c_1}}{\mathfrak{U}_{c_2}} = \frac{n_1^2}{n_2^2} \,. \tag{1}$$

Il rapporto $\frac{n_1^2}{n_2^2}$ ha, negli ordinari trasformatori telefonici, valori assai piccoli e perciò la sola $\mathfrak{U}_{a_1}$ è suscettibile di misura, mentre $\mathfrak{U}_{a_2}$ raggiunge valori dell'ordine di $10^6 \div 10^7$ ohm.

L'andamento di $\mathfrak{U}_{a_1}$ nel piano complesso è mostrato dalla figura 2 dalla quale si deduce che la resistenza $\mathfrak{U}_{a_1}$ può essere



Reaktanzkreis = Cerchio di reattanza.

FIGURA 2.

riprodotta dall'accoppiamento in parallelo di una resistenza ohmica, di un'induttanza e di una capacità.

Ponendo dunque:

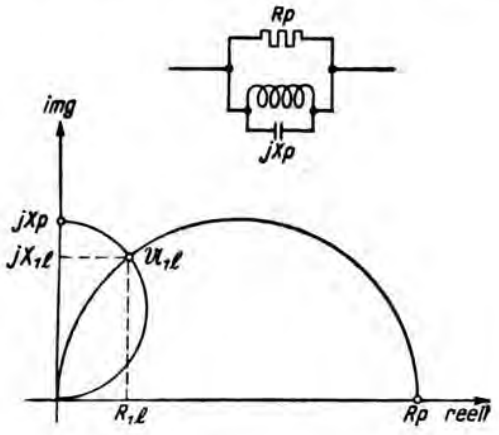
$$\mathfrak{U}_{a_1} = R_{a_1} + i\, X_{a_1}$$

si deve avere:

$$R_{a1} = \frac{R_p}{1 + \left(\frac{R_p}{X_p}\right)^2} \tag{2}$$

$$X_{a1} = \frac{X_p}{1 + \left(\frac{X_p}{R_p}\right)^2} \tag{3}$$

dove i valori di R_p, X_p, R_{a1}, X_{a1} sono indicati nella figura 3.



$U_{1l} = U a_1$
$R_1 l = R a_1$
$j X_1 l = i X a_1$

FIGURA 3.

BIBLIOTECA NAZ. ROMA VITTORIO EMANUELE

Per la frequenza critica ω_o del circuito antirisonante composto di L e C, si ha $X_p = O$, e la resistenza che offre il primario quando il secondario è aperto, assume il valore massimo R_p. Questo valore lo chiamo perciò « frequenza di antirisonanza » del trasformatore. L'induttanza è quella offerta dal primario:

$$L = A_L \, n_1^2$$

e la capacità C dev'esser tale che

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_1 \, C_1}} \, .$$

La figura 4 mostra qual' è in definitiva lo schema equivalente al trasformatore dato.

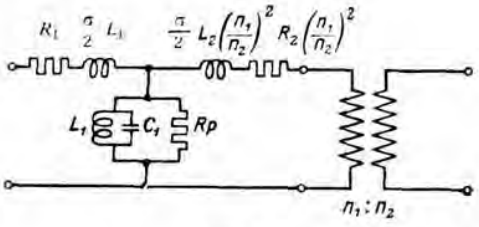


FIGURA 4.

2. - Trasformatore compreso fra due resistenze ohmiche. - Un trasformatore telefonico può esser chiuso su resistenze ohmiche o su circuiti dotati di capacità (p. es. quando il secondario è collegato alla griglia di una valvola termojonica). Nei due casi la sua funzione è diversa e quindi anche le condizioni cui deve soddisfare sono differenti. Considero prima di tutto il' caso di un trasformatore compreso fra due resistenze ohmiche Z_1, Z_2 tali che per esse valga la relazione (4):

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{n_1^2}{n_2^2} \quad . \tag{4}$$

Per un trasformatore così fatto la principale condizione da soddisfare, è che l'attenuazione da esso prodotta sia, nella determinata banda di frequenze da trasmettere, costante e quanto più piccola possibile. Se il trasformatore ha nucleo di ferro dato, questa condizione dipende essenzialmente dal numero di spire n_1, n_2 dei suoi avvolgimenti, o più precisamente dal rapporto di trasformazione $\frac{n_1}{n_2}$. E poichè le condizioni del circuito, assegnando i valori di Z_1 e Z_2, determinano per la (4) il rapporto di trasformazione è il valore di n_1 (o di n_2) quello che dev'essere determinato in modo tale da non rendere troppo grande la resistenza ohmica

(4) Nella pratica, questa relazione è sempre verificata e l'ammetterla *non* implica pel presente scopo nessuna limitazione essenziale.

del trasformatore; tenendo però presente che un numero troppo piccolo di spire diminuendo l'induttanza del trasformatore ha per effetto di aumentarne l'attenuazione. Ci si propone dunque di ricercare, dipendentemente dal numero di spire, la condizione di optimum.

Si consideri a tale scopo un trasformatore di nucleo dato, chiuso sulle due resistenze reali Z_1 e Z_2 e comprendente nel primario un generatore ideale (senza resistenze interne) di f. e. m. sinusoidale E_o. La potenza che arriva al primario è:

$$W_1 = \left| \frac{E_o^2}{4 Z_1} \right| \tag{5}$$

e quella che la resistenza esterna riceve dall'avvolgimento secondario e dissipa in calore, è

$$W_2 = |I_2^2 Z_2| \tag{6}$$

dove I_2 è la corrente che circola nel secondario.

Considerando il trasformatore come un trasduttore si ha d'altra parte (5):

$$I_2 = \frac{E_o}{A Z_2 + D Z_1 + C Z_1 Z_2 + B} \tag{7}$$

dove A, B, C, D, sono le costanti del trasduttore.

Poichè dobbiamo ricercare l'andamento dell'attenuazione con la frequenza, rappresentiamo questa per mezzo della « costante logaritmica d'attenuazione » b, definita da: $e^b = \sqrt{\frac{W_1}{W_2}}$, e ricerchiamo l'espressione di questa b in funzione della frequenza. Tenendo conto di (5) di (6) e di (7) si ha:

$$e^b = \sqrt{\frac{W_1}{W_2}} = \frac{C Z_1 Z_2 + D Z_1 + A Z_2 + B}{2 \sqrt{Z_1 Z_2}}$$

(5) v. BREISIG. - Theoretische Telegraphie. Braunschweig 1924.

ovvero, esprimendo le costanti del trasduttore in funzione di $\mathfrak{U}_{a1}$, $\mathfrak{U}_{c1}$ $\mathfrak{U}_{a2}$, $\mathfrak{U}_{c2}$ (6):

$$e^b = \left| \frac{Z_1 Z_2 + Z_1 \mathfrak{U}_{a2} + Z_2 \mathfrak{U}_{a1} + \mathfrak{U}_{c1} \mathfrak{U}_{a1}}{2 \sqrt{Z_1 Z_2} \sqrt{\mathfrak{U}_{a1} (\mathfrak{U}_{a2} - \mathfrak{U}_{a2})}} \right|$$

e tenendo presente la (1):

$$e^b = \left| \frac{Z_1^2 + 2 Z_1 \mathfrak{U}_{c1} + \mathfrak{U}_{a1} \mathfrak{U}_{c1}}{2 Z_1 \sqrt{\mathfrak{U}_{a1} (\mathfrak{U}_{a1} - \mathfrak{U}_{c1})}} \right| =$$

$$= \left| \frac{Z_1 + \mathfrak{U}_{a1} + \sqrt{\mathfrak{U}_{a1} (\mathfrak{U}_{a1} - \mathfrak{U}_{c1})}}{2 \sqrt{\mathfrak{U}_{a1} (\mathfrak{U}_{a1} - \mathfrak{U}_{c1})}} \cdot \right.$$

$$\left. \cdot \frac{Z_1 + \mathfrak{U}_{a1} - \sqrt{\mathfrak{U}_{a1} (\mathfrak{U}_{a1} - \mathfrak{U}_{c1})}}{Z_1} \right| .$$

$\mathfrak{U}_{c1}$ è generalmente molto piccola rispetto ad $\mathfrak{U}_{a1}$, tanto che si può sempre scrivere in prima approssimazione:

$$\sqrt{\mathfrak{U}_{a1} (\mathfrak{U}_{a1} - \mathfrak{U}_{c1})} = \mathfrak{U}_{a1} - \frac{\mathfrak{U}_{c1}}{2}$$

e quindi:

$$e^b = \left| \left(1 + \frac{Z_1}{2 \mathfrak{U}_{a1}}\right) \left(1 + \frac{\mathfrak{U}_{c1}}{2 Z_1}\right) \right|$$

---

(6) Tenendo presente la figura (1) è facile riconoscere che:

$$\mathfrak{U}_{a_1} = r_1 + r_o ; \qquad \mathfrak{U}_{a_2} = r_2 + r_o ;$$

$$\mathfrak{U}_{c_1} = r_1 + \frac{r_2 r_o}{r_2 + r_o} ; \qquad \mathfrak{U}_{c_2} = r_2 + \frac{r_1 r_o}{r_1 + r_o}$$

Da queste relazioni e dalle altre che esprimono *A*, *B*, *C*, *D* in funzione delle *r* (v. *Giorgi* loc. cit.) si ricava

$$A = \frac{\mathfrak{U}_{a_1}}{\sqrt{\mathfrak{U}_{a_1} (\mathfrak{U}_{a_2} - \mathfrak{U}_{c_2})}} ; \qquad B = \frac{\mathfrak{U}_{c_1} \mathfrak{U}_{a_2}}{\sqrt{\mathfrak{U}_{a_1} (\mathfrak{U}_{a_2} - \mathfrak{U}_{c_2})}} ;$$

$$C = \frac{1}{\sqrt{\mathfrak{U}_{a_1} (\mathfrak{U}_{a_2} - \mathfrak{U}_{c_2})}} ; \qquad D = \frac{\mathfrak{U}_{a_2}}{\sqrt{\mathfrak{U}_{a_1} (\mathfrak{U}_{a_2} - \mathfrak{U}_{c_2})}} .$$

o anche:

$$b = \log \left| \left(1 + \frac{Z_1}{2\,\mathfrak{U}_{a1}}\right) \right| + \log \left| \left(1 + \frac{\mathfrak{U}_{a1}}{2\,Z_{c1}}\right) \right| .$$

Il primo di questi termini

$$\log \left| \left(1 + \frac{Z_1}{2\,\mathfrak{U}_{a1}}\right) \right|$$

cresce col crescere di Z_1 e per Z_1 costante raggiunge un minimo in corrispondenza alla frequenza ω_0 di antirisonanza. Nella formola che dà il valore dell'attenuazione, esso ha dunque importanza soltanto per frequenze lontane da quella critica, e poichè allora la $\mathfrak{U}_{a1}$ può esser considerata come una reattanza pura

$$i\,L\,\omega = i\,A_L\,\omega\,n^2_1$$

si può scrivere con sufficiente approssimazione:

$$\log \left| 1 + \frac{Z_1}{2\,\mathfrak{U}_{a1}} \right| = \log \left| 1 + \frac{Z_1}{2\,i\,A_L\,\omega\,n^2_1} \right| .$$

E infine ricordando l'espressione di $\mathfrak{U}_{c1}$

$$\mathfrak{U}_{c1} = \left(\frac{1}{\tau\,\omega} + i\,\frac{\sigma}{2}\right) 2\,A_l\,\omega\,n^2_1$$

risulta:

$$b = \log \left| 1 + \frac{Z_1}{2\,i\,A_L\,\omega\,n^2_1} \right| + \log \left| 1 + \frac{\left(\frac{1}{\tau\,\omega} + i\,\frac{\sigma}{2}\right) 2\,A_L\,\omega\,n^2_1}{2\,Z_1} \right| .$$

Trascurando rispetto a 1 il termine (7)

$$\frac{A_L\,n^2_1}{\tau\,Z_1} \cdot \frac{\sigma\,L_1\,\omega}{Z_1}$$

si ottiene infine l'andamento di b rappresentato da questa formola definitiva:

(7) Questo è sempre lecito dato l'ordine di grandezza delle R, L, Z e di σ.

$$b = \log \left| 1 + \frac{A_L n^2_1}{\tau Z_1} \right| + \log \left| 1 + \frac{Z_1}{2 i A_L \omega n^2_1} \right| +$$
$$+ \log \left| 1 + \frac{i \sigma A_L \omega n^2_1}{2 Z_1} \right| .$$

Ora osserviamo: il primo termine di questa somma

$$b_1 = \log \left| 1 + \frac{A_L n^2_1}{\tau Z_1} \right|$$

è indipendente dalla frequenza e rappresenta perciò l'attenuazione costante dovuta alle resistenze ohmiche degli avvolgimenti e al coefficiente di disperdimento magnetico. Gli altri termini invece:

$$b_2 = \log \left| 1 + \frac{Z_1}{2 i A_L \omega n^2_1} \right|$$

$$b_3 = \log \left| 1 + \frac{i \sigma A_L \omega n^2_1}{2 Z_1} \right|$$

sono funzioni della frequenza tali che al crescere della frequenza ω mentre b_2 diminuisce fino a divenire trascurabile, b_3 aumenta ed assume valori apprezzabili solo per frequenze elevate.

Riassumendo:

b_1 è un termine costante nell'attenuazione

b_2 è un termine supplementare variabile che viene in evidenza per le basse frequenze.

b_3 è un termine supplementare variabile che viene in evidenza per le alte frequenze.

3. - Attenuazione e distorsione in una banda di frequenze. — Si abbia ora da trasmettere una banda di frequenze comprendente parecchie ottave e siano ω_{min} ω_{mass} le due frequenze che, inferiormente e superiormente limitano questa banda. Ogni frequenza considerata sarà tale cioè che:

$$\omega_{min} \leq \omega \leq \omega_{mass} .$$

Se l'intervallo $\omega_{min} \div \omega_{mass}$ è sufficientemente largo, si può supporre che l'attenuazione al limite inferiore della banda sia espressa da:

$$b' = b_1 + \log \left| 1 + \frac{Z_1}{2\, i\, A_L\, \omega_{min}\, n^2_1} \right| = b_1 + b'_2$$

e al limite superiore da:

$$b'' = b_1 + \log \left| 1 + \frac{i\, \sigma\, A_L\, \omega_{mass}\, n^2_1}{2\, Z_1} \right| = b_1 + b_3'' .$$

Sia b_2', sia b_3'' variano al variare di n_1. Mentre però al crescere di n_1, b_2' diminuisce per l'aumentare delle induttanze, b_3'' aumenta per l'aumentare della reattanza di disperdimento. Per ogni valore fisso di n_1 esiste una certa frequenza intermedia ω_m tale che per essa l'attenuazione totale $b = b_1 + b_2 + b_3$ raggiunge un minimo $\bar{b}$ perchè un minimo raggiunge la somma dei due termini $b_2 + b_3$.

Definiamo *distorsione* corrispondentemente ad ogni valore di ω la differenza b-$\bar{b}$. E allora: la distorsione per basse frequenze è dovuta quasi esclusivamente alla rapida variazione di b_2; quella per alte frequenze a quella di b_3.

La curva di attenuazione ha un andamento simmetrico rispetto ad ω_m e quindi se ω_{min} ed ω_{mass} sono tali da verificare la relazione

$$(8) \qquad \frac{Z_1}{2\, A_L\, \omega_{min}\, n^2_1} = \frac{\sigma\, A_L\, \omega_{mass}\, n^2_1}{2\, Z_1}$$

(cioè corrispondono a distorsioni eguali) si deve avere:

$$(9) \qquad \omega_m = \sqrt{\omega_{min}\, \omega_{mass}}$$

e quindi per (8)

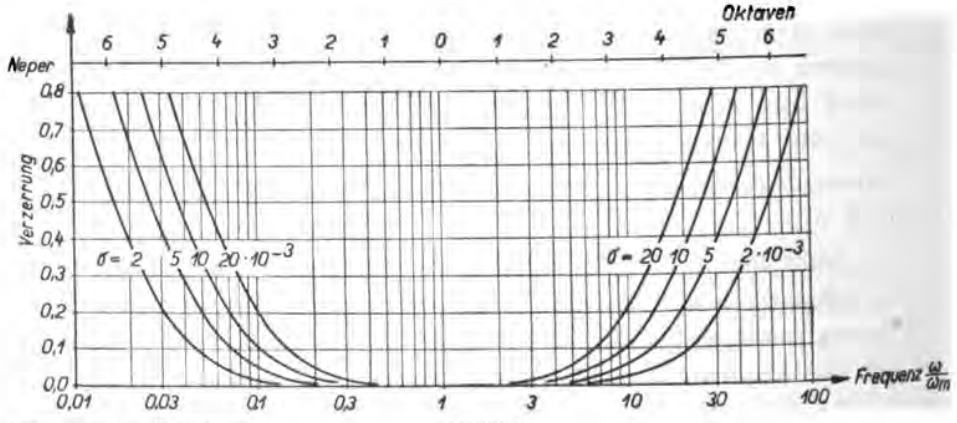
$$n^2_1 = \frac{1}{\sqrt{\sigma}} \frac{Z_1}{A_L} \frac{1}{\sqrt{\omega_{min}\, \omega_{mass}}} = \frac{1}{\sqrt{\sigma}} \frac{Z_1}{A_L} \frac{1}{\omega_m} .$$

In questa ipotesi l'attenuazione complessiva è data per ogni valore di ω da:

$$b = b_1 + b_2 + b_3 = \log \left| 1 + \frac{A_L n^2_1}{Z_1} \right| +$$

$$+ \log \left| 1 + \frac{\sqrt{\sigma}}{2} \frac{\omega_m}{i\,\omega} \right| + \log \left| 1 + \frac{\sqrt{\sigma}}{2} \frac{i\,\omega}{\omega_m} \right|$$

ed ha rispetto a ω_m un andamento simmetrico che per trasformatori a nucleo di ferro chiuso è mostrato dalla figura 5. Questa mostra inoltre che l'attenuazione, e quindi anche la distorsione, dipende



Verzerrung = distorsione. FIGURA 5.

oltre che dal rapporto $\frac{\omega}{\omega_m}$, anche dal coefficiente di disperdimento.

E poichè la distorsione assume valori crescenti per frequenze che si avvicinano a quelle estreme ω_{min}, ω_{mass} la massima distorsione $\triangle b$ si avrà appunto in corrispondenza a questi valori di ω. Per trovare questo valore $\triangle b$ calcoliamo la distorsione in corrispondenza di ω_{min}. Per esso il termine b_3 è trascurabile e si ha:

$$\triangle b = b'_2 = \log \left| 1 + \frac{\sqrt{\sigma}}{2} \frac{\omega_m}{i\,\omega_{min}} \right| .$$

Questo termine è della forma

$$\log \left| 1 \pm i\,h \right| < \frac{1}{2}\, h^2$$

e perciò si può scrivere

$$\triangle b < \frac{\sigma}{8} \cdot \frac{\omega^2_m}{\omega^2_{min}}$$

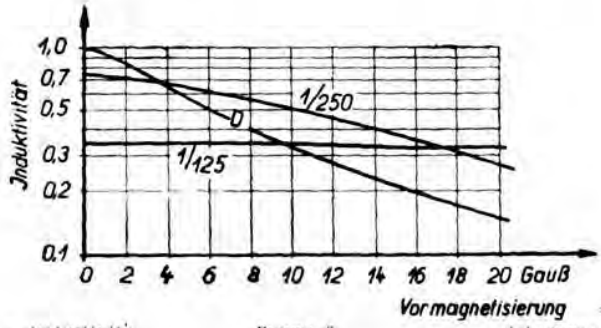
e ricordando la (9)

$$\triangle b < \frac{\sigma}{8} \cdot \frac{\omega_{mass}}{\omega_{min}} .$$

Ne segue che, per una data banda di frequenze, e quindi per un rapporto $\frac{\omega_{mass}}{\omega_{min}}$ assegnato, il coefficiente di disperdimento dev'esser tale che la distorsione massima $\triangle b$ non superi certi limiti determinati. Così per es. nella trasmissione elettroacustica delle 7 ottave del pianoforte si cerca che la distorsione non superi 0,1 Neper e perciò nella costruzione dei trasformatori si deve badare che il coefficiente σ non superi il valore $8 \cdot 10^{-3}$.

4. - Influenza di un campo magnetico dovuto a correnti continue. - Un trasformatore telefonico di cui il secondario sia chiuso su una resistenza ohmica e di cui il primario sia collegato all'anodo di una valvola termojonica può essere considerato come un trasformatore compreso fra due resistenze ohmiche e rientrare perciò nel caso precedentemente studiato. La capacità che la valvola offre fra anodo e filamento è infatti piccolissima e la resistenza offerta dalla valvola si può senz'altro considerare come una resistenza reale. Nel primario allora circola oltre la corrente alternante anche una corrente continua anodica la quale produce una magnetizzazione fissa che si somma algebricamente con quella alternante; in pratica il nucleo viene a lavorare in una zona di saturazione magnetica e diviene meno sensibile alle correnti alternanti. L'esistenza di questo campo magnetico sovrapposto porta con sè un aumento di σ e una diminuzione della costante di tempo τ; esso diminuisce perciò la larghezza della banda di

frequenza trasmessa con piccola distorsione ed aumentando l'attenuazione peggiora la trasmissione telefonica. Un mezzo noto per diminuire questo effetto disturbatore del campo magnetico è quello di fare un taglio nel cammino delle linee di forza, cioè interporre un intraferro nel nucleo. In corrispondenza alle diverse larghezze di questo intraferro le figure 6 e 7 mostrano l'andamento dell'induttanza specifica A_L e di σ in funzione dell'intensità H del campo magnetico (8). Dall'esame di questi diagrammi si vede che A_L e σ hanno andamento reciproco (il che d'altronde, si può prevedere a priori) e che per ogni valore di H c'è un determinato spessore dell'intraferro capace di dare un minimo per σ e un massimo per



Induktivität = induttività. FIGURA 6. Vormagnetisierung = intensità del campo magnetico.

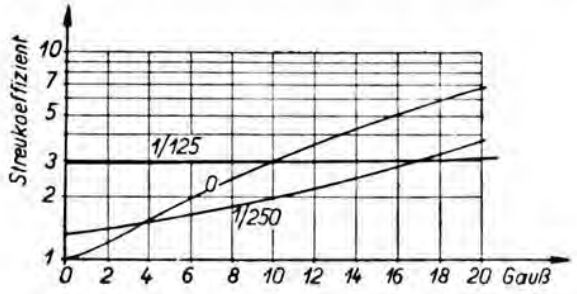
A_L. Di questo fatto bisogna tener conto nel calcolo del numero di spire n_1. Assegnata infatti la valvola amplificatrice il cui anodo dev'esser collegato al primario del trasformatore da calcolare, viene ad esser conosciuto senz'altro il valore di H e quindi per il diagramma 6 o 7 l'opportuno intraferro da introdurre nel nucleo e

(8) Più precisamente i diagrammi 6 e 7 mostrano l'andamento di $\frac{A_L}{A_{L0}}$ e di $\frac{\sigma}{\sigma_0}$ in funzione di H; intendendo per A_{L0} e σ_0 i valori dell'induttanza specifica e, rispettivamente, del coefficiente di disperdimento relativi al campo magnetico $H = 0$.

i valori di σ e di A_L corrispondenti. Determinati così i più opportuni valori di σ e di A_L la formola

$$n^2_1 = \frac{1}{\sqrt{\sigma}} \cdot \frac{Z_1}{A_L} \cdot \frac{1}{\omega_m} \tag{10}$$

ci permette di calcolare, per ogni Z_1 assegnato e per ogni frequenza media ω_m della banda da trasmettere, il valore di n_1; essendo n_2



Streukoeffizient = Coefficiente di disperdimento.

FIGURA 7.

determinato dalla resistenza Z_2 per la quale abbiamo sempre supposto valere la relazione:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{n^2_1}{n^2_2} \cdot$$

Si possono dunque costruire delle tabelle che in corrispondenza a ogni determinato tipo di trasformatori e insieme alle curve delle figure 6 e 7, permettano di trovare rapidamente gli elementi costruttivi del trasformatore che più si adatta ad ogni scopo determinato.

5. - Trasmissione di un piccolo intervallo di frequenze. — In tutto quanto si è detto nel precedente paragrafo, si è sempre supposto che debba esser trasmessa una banda di frequenze sufficientemente larga (cioè di parecchie ottave) e perciò si è tenuto conto soprattutto della distorsione agli estremi dovuta alla rapida variazione dei termini b_2 e b_3 che, come si è visto, determinano da soli la larghezza della banda trasmessa con distorsione non

superiore a una data. Si è cercato infatti di determinare n_1 in modo da rendere massima questa larghezza senza preoccuparsi del termine

$$b_1 = \log \left| 1 + \frac{A_1 n^2_1}{\tau Z_1} \right| \tag{11}$$

che rappresenta l'attenuazione costante e che diminuisce col diminuire di n_1. Sostituiamo in (10) il valore di n_1 dato dalla (9) e otteniamo:

$$b_1 = \log \left| 1 + \frac{1}{\tau \sqrt{\sigma \omega_m}} \right|$$

cioè: diminuendo b_1 aumenta la frequenza media ω_m della curva d'attenuazione. Infatti, diminuendo n_1 aumenta per ogni ω, il termine b_2 diminuisce b_3 e tutta la curva si sposta verso le frequenze maggiori, abbassandosi nello stesso tempo verso l'asse delle ω pel diminuire di b_1 (v. fig. 8).

Questo spostamento può essere spinto fino a che la distorsione non raggiunga il massimo valore permesso Δb; cioè fino a che non sia:

$$b'_2 = \Delta b = \log \left| 1 + \frac{Z_1}{2 i A_L \omega_{min} n^2_1} \right|$$

ovvero approssimativamente:

$$b'_2 = \Delta b = \frac{1}{2} \left(\frac{Z_1}{2 i A_L \omega_{min} n^2_1} \right)^2$$

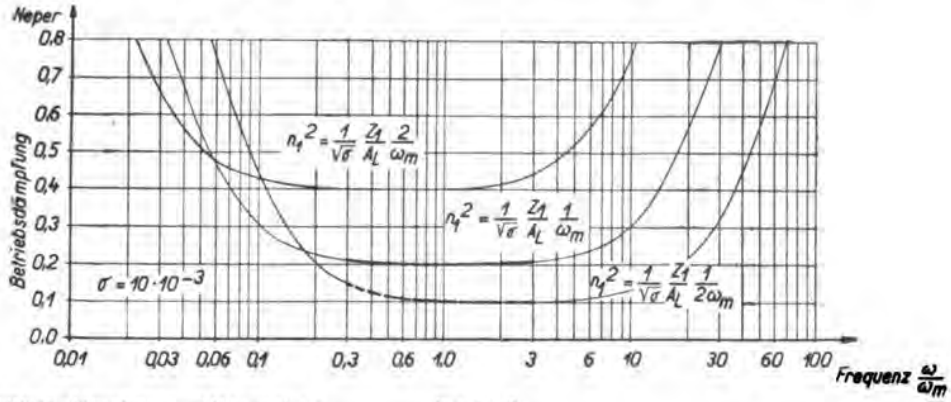
da cui

$$n^2_1 = \frac{1}{2} \frac{Z_1}{A_L \omega_{min}} \frac{1}{\sqrt{2 \Delta b}}$$

La (11) diventa allora:

$$b_1 = \log \left| \frac{1}{r \sqrt{2 \Delta b}} \frac{1}{2 \omega_{min}} \right|$$

Ciò il termine b_1 d'attenuazione costante è tanto più piccolo quanto più grande è la distorsione Δb ammissibile e quanto più elevata è la frequenza minima della banda da trasmettere. Anche in questo caso si possono costruire delle tabelle che in corrispondenza ai diversi valori di ω_{min} e di Δb diano per ogni tipo di trasformatori il numero di spire opportuno.



Betriebsdämpfung = Attenuazione. FIGURA 8.

6. - Trasformatore telefonico chiuso su capacità. — Il trasduttore equivalente a un trasformatore telefonico il cui secondario sia chiuso su capacità ha uno schema mostrato nella figura 9 in cui per C' s'intende la capacità complessiva del trasformatore e del circuito esterno.

Nei circuiti telefonici, un trasformatore il cui secondario sia collegato alla griglia di una valvola amplificatrice, si trova precisamente in queste condizioni. Se C è la capacità del primario verso terra (cioè verso il nucleo e verso il secondario) e C_v quella della valvola termojonica

$$C' = C \left[1 + \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \right] + C_v \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2$$

In pratica, nei trasformatori telefonici $\left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2$ è molto grande rispetto all'unità e si può scrivere con sufficiente approssimazione:

$$C' = (C + C_v) \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2$$

Dobbiamo anzitutto notare che un trasformatore collegato ad una valvola amplificatrice ha funzione selettiva; esso deve lasciar passare col minimo d'attenuazione la frequenza dell'onda portante ed eliminare invece completamente tutte le altre frequenze che possono essere inviate contemporaneamente lungo la stessa linea. Corrispondentemente, la curva d'amplificazione deve presentare un massimo che non deve essere però troppo netto se si vuole che le frequenze prossime a quelle fondamentali e che vengono utilizzate per la modulazione dei suoni non siano trasmesse con minore amplificazione. Ne risulterebbe infatti una notevole distorsione dei suoni, per evitare la quale è necessario che la curva di amplifi-

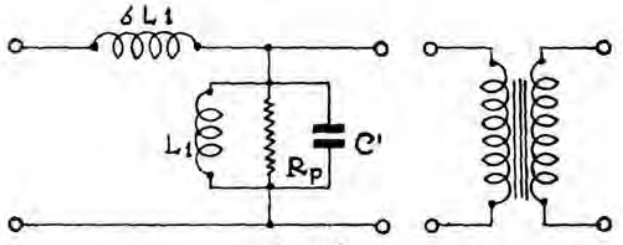


FIGURA 9.

cazione sia indipendente da ω nell'intervallo delle frequenze di modulazione. La curva deve avere cioè forma *rettangolare* e si è dimostrato (9) che per raggiungere questo scopo è necessario inserire nel primario del trasformatore un *correttore di distorsione*. Per comprendere l'effetto di questo correttore immaginiamo il trasformatore come dato e indichiamo con E una f. e. m. di frequenza angolare arbitraria $\Omega = 2\pi N$ prodotta da un generatore a resistenza interna reale e costante R.

Sia E_1 la differenza di potenziale al secondario (e quindi il potenziale di griglia); per $\Omega = \omega_0$ essa prende un valore massimo dato da

$$E_1 = E \frac{1}{1 + \frac{R}{R_p}} \frac{n_2}{n_1}$$

(9) FELDTKELLER. - Über rechteckige Verstärkungskurven. Wiss. Ver. Siemens-Konzern VI B. IH, 1927.

NOTTEBROCK u. FELDTKELLER - loc. cit.

Per $\Omega \neq \omega_o$ si ha invece

$$\left| E_1 \right| = \left| E \frac{\mathfrak{U}_{a1}}{R + \mathfrak{U}_{a1} + i X_c} \frac{n_2}{n_1} \right|$$

dove iX_c indica la reattanza di correzione. In questo caso E_1 diventa massimo, quando iX_c compensa esattamente la parte immaginaria di $\mathfrak{U}_{a1}$. E poichè si è posto

$$\mathfrak{U}_{a1} = R_{a1} + i X_{a1}$$

si avrà nel caso di massimo:

$$\left| E_1 \right| = \left| E \frac{\mathfrak{U}_{a1}}{R + R_{a1}} \cdot \frac{n_2}{n_1} \right|$$

Ma la figura 3 del § 1 ci mostra che

$$\mathfrak{U}_{a1} = \sqrt{R_{a1} R_p}$$

quindi

$$\left| E_1 \right| = \left| \frac{\sqrt{R_{a1} R_p}}{R + R_{a1}} \frac{n_2}{n_1} \right| \tag{12}$$

rappresenta il valore massimo che E_1 può raggiungere per effetto della compensazione ottenuta mediante l'introduzione della reattanza iX_c. Questo valore non è però unico perchè nel secondo membro della (12) figura la resistenza R_{a1} variabile con ω. Derivando rispetto ad R_{a1} ed eguagliando a zero, si ha:

$$R_{a1} = R. \tag{13}$$

Il massimo assoluto del potenziale di griglia E_1 per un trasformatore assegnato e per una data f. e. m. si ottiene col verificarsi simultaneo delle due condizioni (12) e (13). Il suo valore è:

$$\left| E_{1\,\mathrm{mass}} \right| = \frac{E}{2} \sqrt{\frac{R_p}{R}} \frac{n_2}{n_1}$$

Se $R < R_p$ si hanno due valori di ω per cui $R_{a1} = R$ uno minore, l'altro maggiore di ω_o.

Se $R = R_p$ la condizione (13) è verificata per la frequenza ω_o. Se infine $R > R_p$ nessun valore di ω rende la (13) soddisfatta. Sostituendo nella (3) del § 1 la condizione (13), si ottiene:

$$\left| \frac{X_p}{R_p} \right| = \sqrt{\frac{R}{R_p - R}}$$

Da questa si vede che per $R < R_p$ si hanno due valori del rapporto $\frac{X_p}{R_p}$ e quindi due frequenze corrispondenti a un massimo di E_1; per $R = R_p$ il rapporto è infinito e perciò il massimo di E_1 corrisponde ad $X = \infty$ e quindi $\omega = \omega_o$; per $R > R_p$ il rapporto è immaginario e non c'è nessuna frequenza che dia un massimo per E_1.

La figura 10 mostra l'andamento di $\frac{X_p}{R_p}$ (in scala logaritmica) in funzione di $\eta = \frac{\omega}{\omega_o}$.

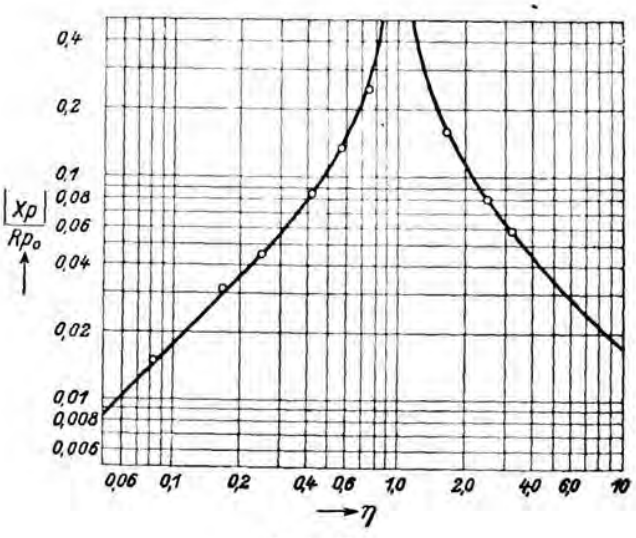


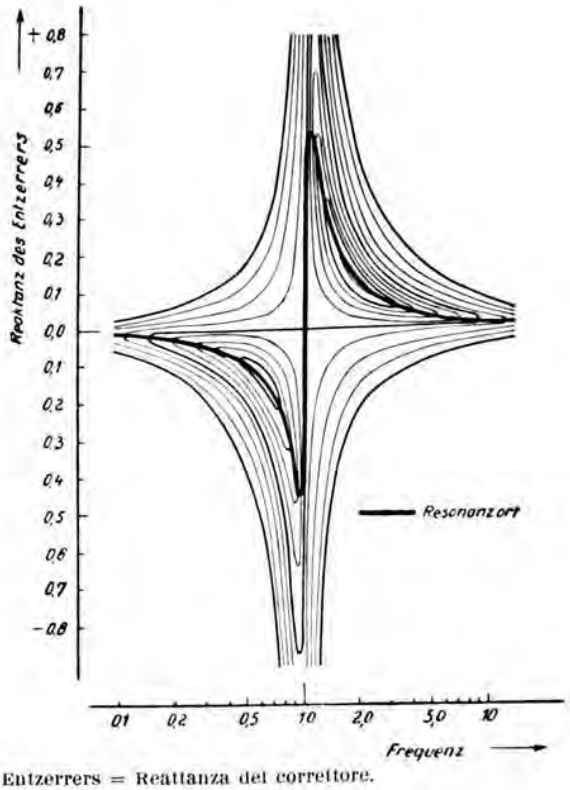
FIGURA 10.

Se dunque sinserisce una reattanza iX_c nel circuito primario del trasformatore, si ottiene, nel caso $R < R_p$, corrispondentemente ai due massimi del potenziale di griglia un innalzamento della

curva di amplificazione a sinistra e a destra della frequenza di antirisonanza. Pel calcolo di questa reattanza consideriamo una coppia di assi coordinati rettangolari e riportiamo su di essi i valori di η come ascisse, quelli di X_e in scala lineare).

Il potenziale è funzione di entrambe le variabili η, X_e ed abbiamo visto che assume valori massimi quando è verificata la relazione:

(14) $$iX_e = -iX_{a1}$$



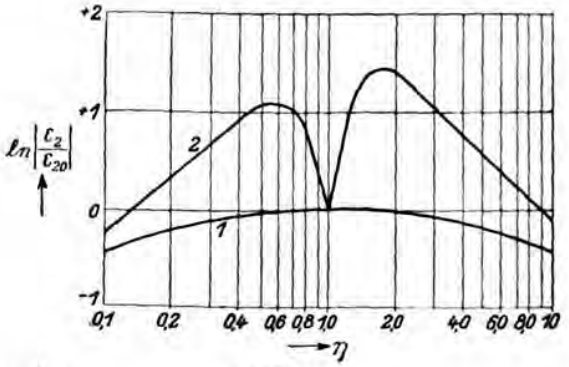
Reaktanz des Entzerrers = Reattanza del correttore.

FIGURA 11.

Questa condizione la chiamo *condizione di risonanza* e il luogo dei punti η, X_e che nel piano η, X_e soddisfano a questa condizione è una curva che chiamo *curva di risonanza*. Lungo questa curva il potenziale ha l'andamento mostrato in figura 12 e preci-

samente per un valore di η costante e per X_c variabile da $-\infty$ a $+\infty$ $E_1(\eta, X_c)$ cresce fino a raggiungere un massimo in corrispondenza del punto d'incontro della retta $\eta =$ cost colla curva di risonanza e poi diminuisce stabilmente.

Se ora tiriamo in ogni punto del piano η, X_c un segmento perpendicolare al piano la cui lunghezza sia proporzionale al valore di $\frac{E_1}{E}$ in quel punto le estremità di questi segmenti copriranno una superficie su cui si lascia disegnare la curva di risonanza. La figura 13 mostra un modello di questa superficie ottenuto descrivendo su piani paralleli al piano η, X_c le curve di *amplificazione costante,* cioè le curve che si riferiscono a valori costanti del rapporto $\frac{E_1}{E}$ (vedi fig. 11).



$lg\left|\frac{I_2}{I_{20}}\right| = log\left|\frac{E_1}{E}\right|$

FIGURA 12.

Disegnamo ora nel piano le curve che danno l'andamento di una induttanza pura in funzione di η ognuna di queste curve incontra la curva di risonanza in un punto la cui frequenza corrisponde al massimo valore che, per l'induttanza considerata, assume il potenziale di griglia. Dalla figura si scorge chiaramente che questa frequenza è maggiore di quella di antirisonanza e precisamente tanto più vicina a questa quanto maggiore è l'induttanza. Un'induttanza pura ha dunque per effetto di aumentare l'amplificazione corrispondente alle frequenze elevate. L'andamento del

fenomeno è mostrato dalla figura 14 in cui son disegnate le curve di amplificazione senza e con induttanza. Queste curve ne invilup-

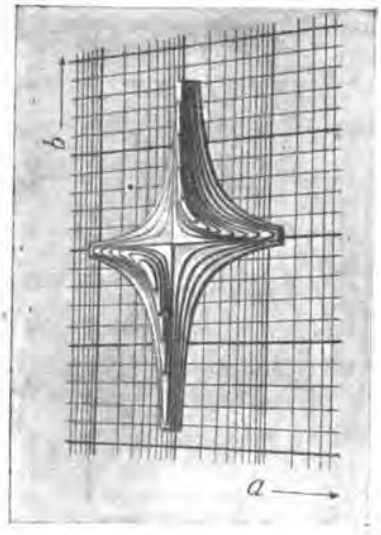


FIGURA 13.

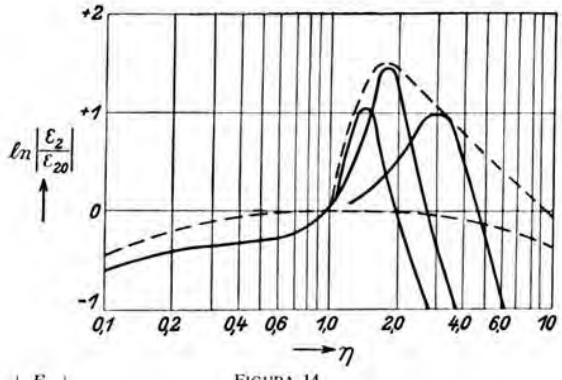


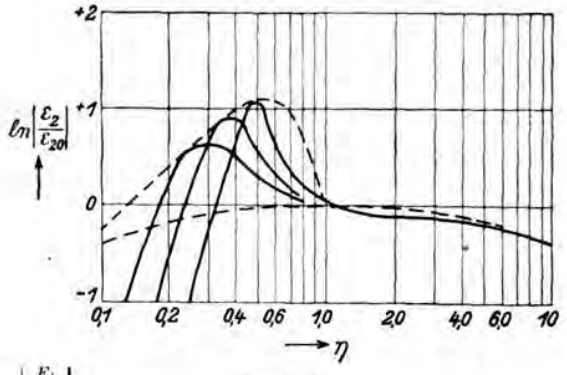
FIGURA 14.

$$ln\left|\frac{\mathcal{E}_2}{\mathcal{E}_{20}}\right| = \log\left|\frac{E_1}{E_0}\right|$$

pano un'altra che rappresenta l'andamento di $\frac{E_1}{E}$ lungo la curva di risonanza (v. fig. 12). Analoghi risultati si ottengono considerando una capacità pura, ma l'andamento è reciproco rispetto alle

frequenze e i massimi di $\frac{E_1}{E}$ corrispondono a frequenze minori di ω_o (v. figg. 15 e 16).

Concludendo, un correttore di distorsione costituito da una capacità e da un'induttanza in serie permette di raggiungere lo



$$ln\left|\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_{20}}\right| = \log\left|\frac{E_1}{E}\right|$$

FIGURA 15.

scopo propostoci; quello cioè di aumentare l'amplificazione a sinistra e a destra della frequenza ω_o relativa all'onda portante, dando così alla curva una forma rettangolare.

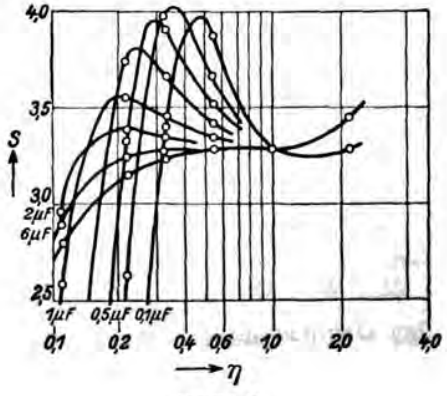


FIGURA 16.

Osserviamo però (v. fig. 17) che la curva d'amplificazione ottenuta senza introduzione di correttore mostra già l'effetto di un'induttanza, cioè un massimo per frequenze $\eta > 1$. Questo massimo è prodotto

dall'induttanza di disperdimento σL_1 per effetto della quale la resistenza apparente ([10]) del trasformatore acquista un valore minimo in corrispondenza a una frequenza data da:

$$\omega_\sigma = \frac{1}{\sqrt{\sigma L_1 C \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2}} = \frac{\omega_o}{\sqrt{\sigma}}$$

Calcoliamo ora, secondo lo schema della figura 9 il rapporto fra il potenziale all'entrata del trasformatore e quello all'uscita. Esso è dato da:

$$\frac{E}{E_1} = \frac{n_1}{n_2}\left(1 + \frac{R}{i L_1 \omega} - \sigma L_1 C \frac{n_1^2}{n_2^2}\omega + R i C \frac{n_1^2}{n_2^2}\omega\right)$$

La curva della figura 18 ci dà l'andamento di questo rapporto nel piano complesso. Per $\omega = \omega_o$ il rapporto è reale; per $\omega = \omega_\sigma$ immaginario puro. Il minimo del modulo si ha per una frequenza intermedia fra ω_o e ω_σ. Per $\omega = \omega\,\sigma$ si ha ([11]) un massimo di E_1 dato da:

$$E_1 = E\sqrt{\frac{\sigma L_1}{C\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2}}\,\frac{1}{R}$$

(fig. 17).

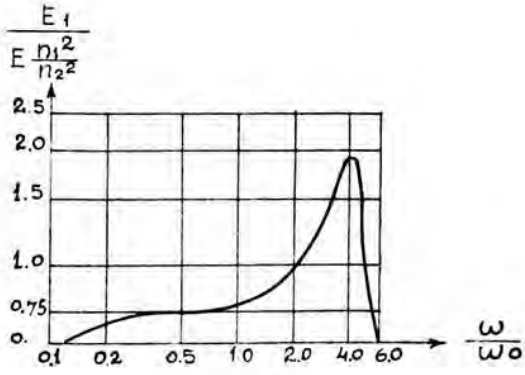


FIGURA 17.

(10) Cioè la resistenza che si misura ai due poli del primario quando il secondario è collegato alla griglia della valvola amplificatrice.

(11) Trascurando $\sigma \frac{n_1^2}{n_2^2}$ rispetto ad 1.

Il correttore di distorsione dev'essere dunque costituito da una capacità pure posta in serie nel primario e questa insieme coll'induttanza di disperdimento fa sì che la curva d'amplificazione assuma la forma voluta rettangolare.

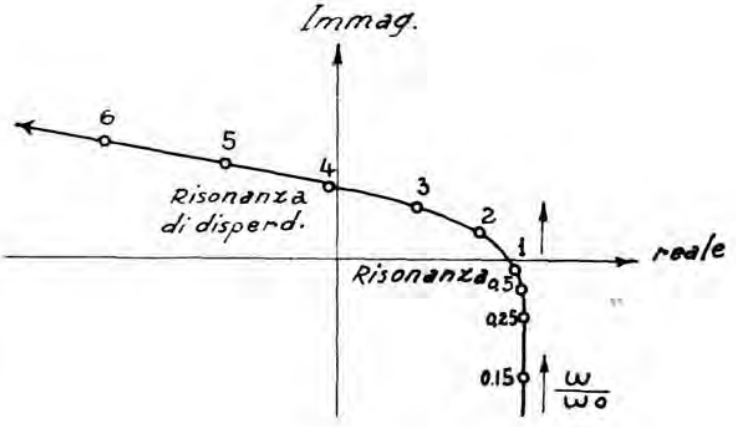


FIGURA 18.

Conclusioni. — Da quanto precede si può concludere che:

1° - Il calcolo dei trasformatori telefonici compresi fra resistenze ohmiche può essere agevolmente effettuato mediante tabelle appositamente costruite che danno, per ogni tipo di trasformatori, il numero di spire in funzione della frequenza media della banda da trasmettere; in questa banda l'attenuazione è resa minima e costante.

2° - Pei trasformatori chiusi in capacità e facenti parte di un circuito amplificatore il calcolo può essere effettuato come sopra, ma il loro comportamento dev'essere studiato insieme a quello dell'apparecchio amplificatore. Il trasformatore dev'essere calcolato allora in modo che la curva di amplificazione risulti, nell'intervallo di frequenze considerato, di forma rettangolare. Perciò il suo coefficiente di disperdimento dev'essere tale che, l'induttanza corrispondente, σL_1 insieme con una capacità di correzione

inserita nel primario, produca agli estremi della banda, il richiesto innalzamento del potenziale di griglia.

Nel terminare, sento il dovere di esprimere i miei ringraziamenti al Dr. Feldtkeller che mi è stato, durante questa ricerca, largo di consigli e di aiuti e alla Direzione del Laboratorio della Siemens-Halske che mi ha concesso la pubblicazione del presente lavoro.

Luglio 1928. Berlino - Siemensstadt.

Laboratorio Centrale della Siemensstadt.

GIORGINA MADÌA

Considerazioni sullo studio dei progetti di reti radiogoniometriche

Con lo sviluppo sempre maggiore che vanno assumendo le linee di navigazione aerea civile, va sempre più delineandosi la tendenza di creare delle reti radiogoniometriche terrestri destinate a fornire i rilevamenti agli apparecchi in volo.

Nel progetto di tali reti è necessario tenere di base alcuni criteri che, per quanto semplici ed intuitivi, sono spesso trascurati, con gravi conseguenze nei riguardi della rispondenza delle reti stesse allo scopo per il quale sono state costruite.

Riteniamo pertanto utile dare qui di seguito un breve cenno di tali criteri, avvertendo che essi sono basati esclusivamente su considerazioni geometriche e che pertanto devono essere necessariamente ed opportunamente integrati da criteri di carattere più strettamente radiotelegrafico.

Consideriamo una base radiogoniometrica, (fig. 1) costituita da due stazioni r. g. A e B, disposte alla distanza d tra loro, e proponiamoci di determinare la zona intorno alla base, entro cui l'errore lineare massimo nei rilevamenti risulta inferiore ad un determinato valore.

Procederemo a tale determinazione tenendo conto solamente degli errori intrinseci dei radiogoniometri, e prescindendo quindi da quelli derivanti dal sistema irradiante del posto che si vuol rilevare, (errori che talvolta, nel caso degli aeroplani utilizzanti antenne pendenti, possono raggiungere valori notevoli di alcune diecine di gradi) e prescindendo anche dagli errori derivanti dai fenomeni di propagazione delle onde elettromagnetiche.

Nei moderni tipi di radiogoniometri, sia del sistema Bellini Tosi, sia dei sistemi a quadro rotante, il rilevamento di posti trasmittenti può essere ottenuto con approssimazione che può ritenersi di circa un grado in più o in meno, rispetto a quello vero, di modo che, se dai due posti radiogoniometrici A e B di una base eseguiamo il rilevamento di un posto trasmittente e se gli angoli determinati sono rispettivamente α e β, la posizione del trasmettitore non risulta in generale nel punto T d'incrocio

dei due raggi $A\ T$ e $T\ B$, ma in un punto contenuto nella zona limitata dal quadrilatero $M\ N\ P\ Q$, determinato dall'incrocio dei due raggi $A\ N$ e $A\ P$ uscenti da A, spostati di un grado rispettivamente a destra e a sinistra rispetto a quello $A\ T$, e dei due raggi $B\ M$ e $B\ N$ uscenti da B e spostati anch'essi di un grado a destra e a sinistra rispetto al raggio $B\ T$. Ne segue quindi che l'errore lineare massimo che può aversi nel rilevamento suddetto è dato dalla metà della diagonale più lunga del quadrilatero $M\ N\ P\ Q$.

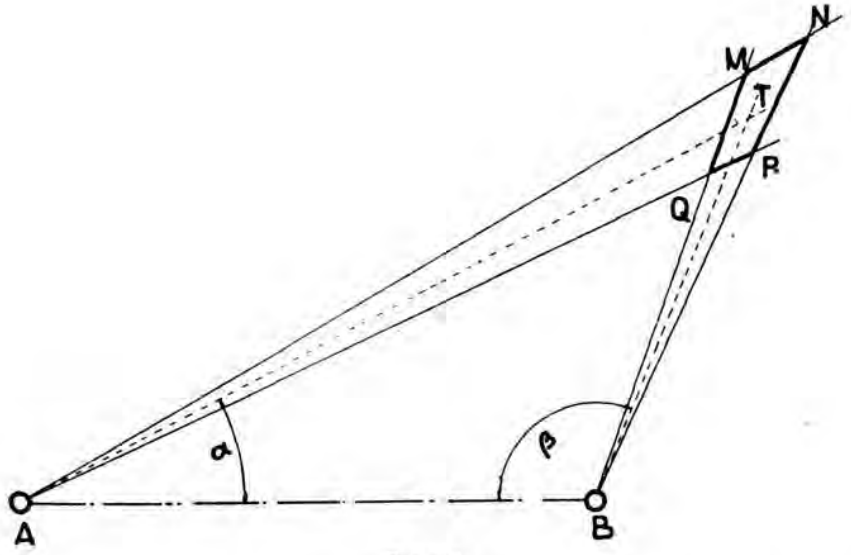


FIGURA 1.

Ciò premesso, procediamo a determinare le zone intorno alla base $A\ B$ nell'interno delle quali l'errore lineare di rilevamento risulta inferiore al valore che si desidera. A tale scopo tracciamo (fig. 2) per ciascuno dei punti A e B una stella di raggi intervallati tra loro di un angolo di 2 gradi e consideriamo la rete di quadrilateri determinati dall'intersezione di una coppia di raggi consecutivi uscenti da A con una coppia di raggi consecutivi uscenti da B.

Stabilito l'errore lineare massimo che si vuol ammettere, determiniamo i centri dei quadrilateri suddetti per i quali la metà

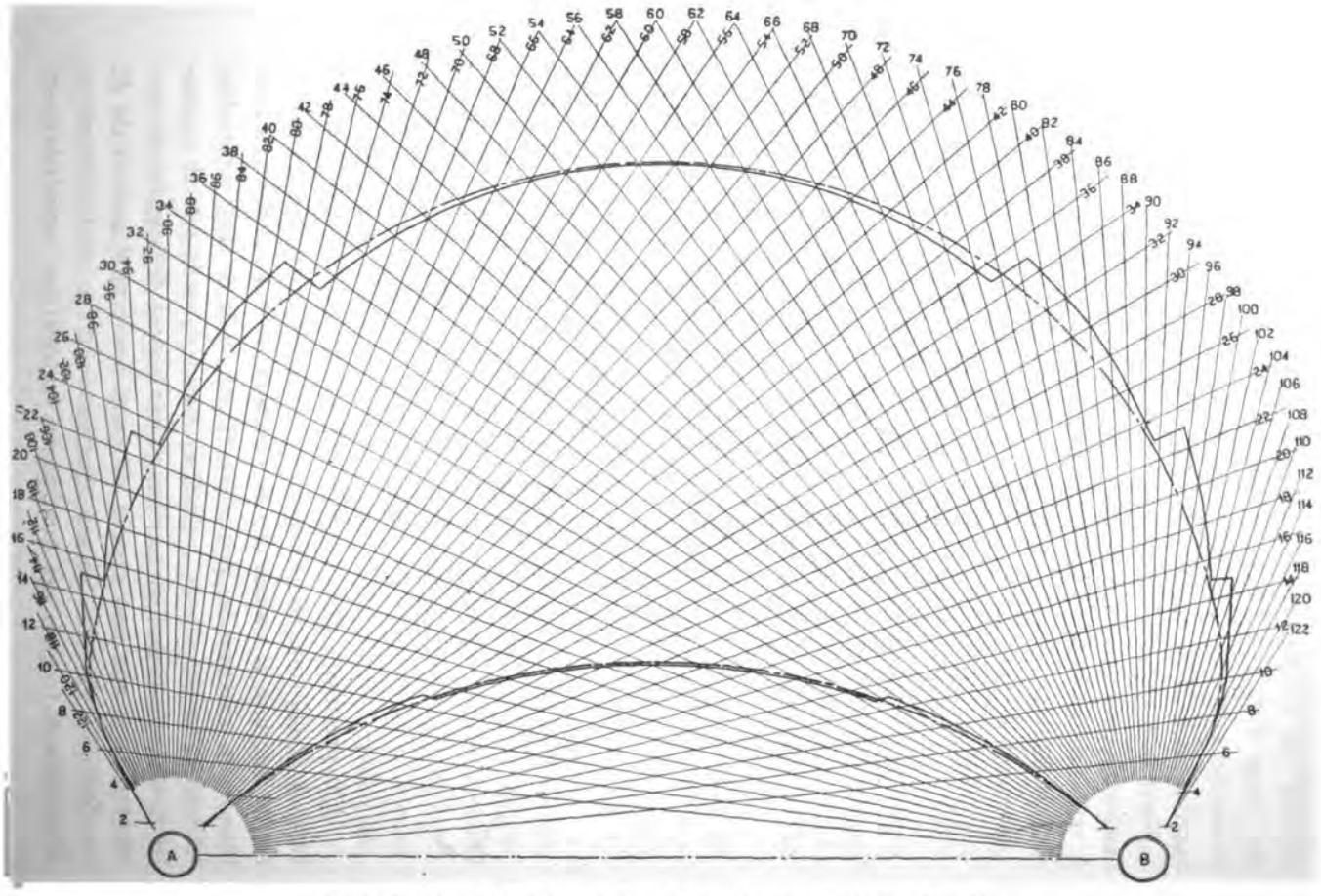


FIGURA 2. — Errore angolare ± 1°. — Errore lineare massimo + Km. 2,5.

della diagonale più lunga si avvicina maggiormente al valore dell'errore lineare fissato, senza però oltrepassarlo. Se congiungiamo tra loro i centri così determinati, otterremo due curve che racchiudono una zona, nell'interno della quale l'errore lineare massimo risulta inferiore od eguale al valore fissato e all'esterno risulta maggiore. Dette curve nelle parti laterali risultano conformate a lobi, ma esse possono essere, con molta approssimazione, sostituite con curve ad arco di cerchio, come è indicato nella stessa figura 2.

Applicando il procedimento suesposto, sono state tracciate nella figura 3 le zone relative ad errori lineari massimi di 2,5, 3,75 e 5 Km., per una base di 100 Km. e nella figura 4 le zone relative ad un errore massimo di 2,5 Km. per basi variabili da 50 a 150 Km.

Dall'esame della figura 4 si deduce che l'altezza della zona utile di rilevamento per l'errore lineare di Km. 2,5, misurata lungo la perpendicolare condotta alla base per il suo punto di mezzo, va aumentando con il crescere della lunghezza della base fino ad un massimo, che nel caso in questione risulta di circa Km. 90, per poi diminuire fino ad annullarsi per base di circa 150 Km., in corrispondenza della quale base la zona si può considerare ridotta ad una linea, in quanto che la curva superiore e quella inferiore che limitano la zona utile vengono quasi a coincidere. Tale base può chiamarsi base limite corrispondente all'errore lineare ammesso; si può quindi dire che, fissato l'errore lineare massimo, esiste una base ottima che dà la massima zona utile di rilevamento, e una base limite, al di là della quale l'errore risulta sempre maggiore del valore stabilito.

Dalla stessa figura 4 è facile comprendere anche come, con l'aumentare del valore dell'errore lineare massimo, aumenta pure la lunghezza della base ottima. A tale riguardo si osservi che le zone utili di rilevamento tracciate nella figura 3 per un errore lineare massimo $e = 2{,}5$ Km. sono valide anche per un errore lineare e_1 maggiore o minore di e, purchè la scala del disegno venga variata nel rapporto $\frac{e_1}{e}$; ne segue che secondo tale rapporto variano anche i valori delle basi della zona ottima e della zona

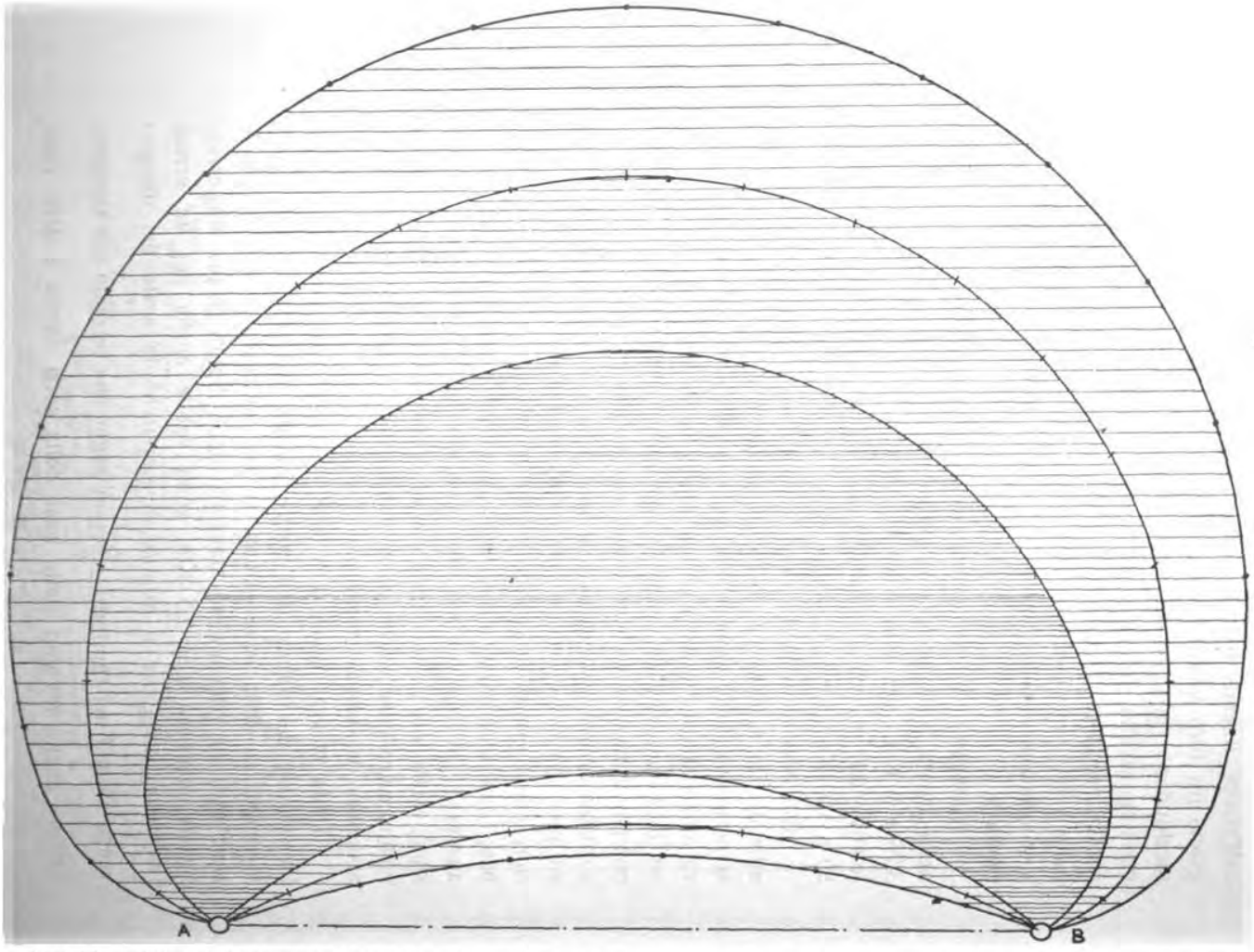


FIGURA 3. — Zona efficiente di una base di Km. 100. — Errore angolare ± 1". - (tratteggio fitto) Errore lineare massimo ± Km. 2,5; (tratteggio medio) Errore lineare massimo ± Km. 3,75; (tratteggio rado) Errore lineare massimo ± Km. 5.

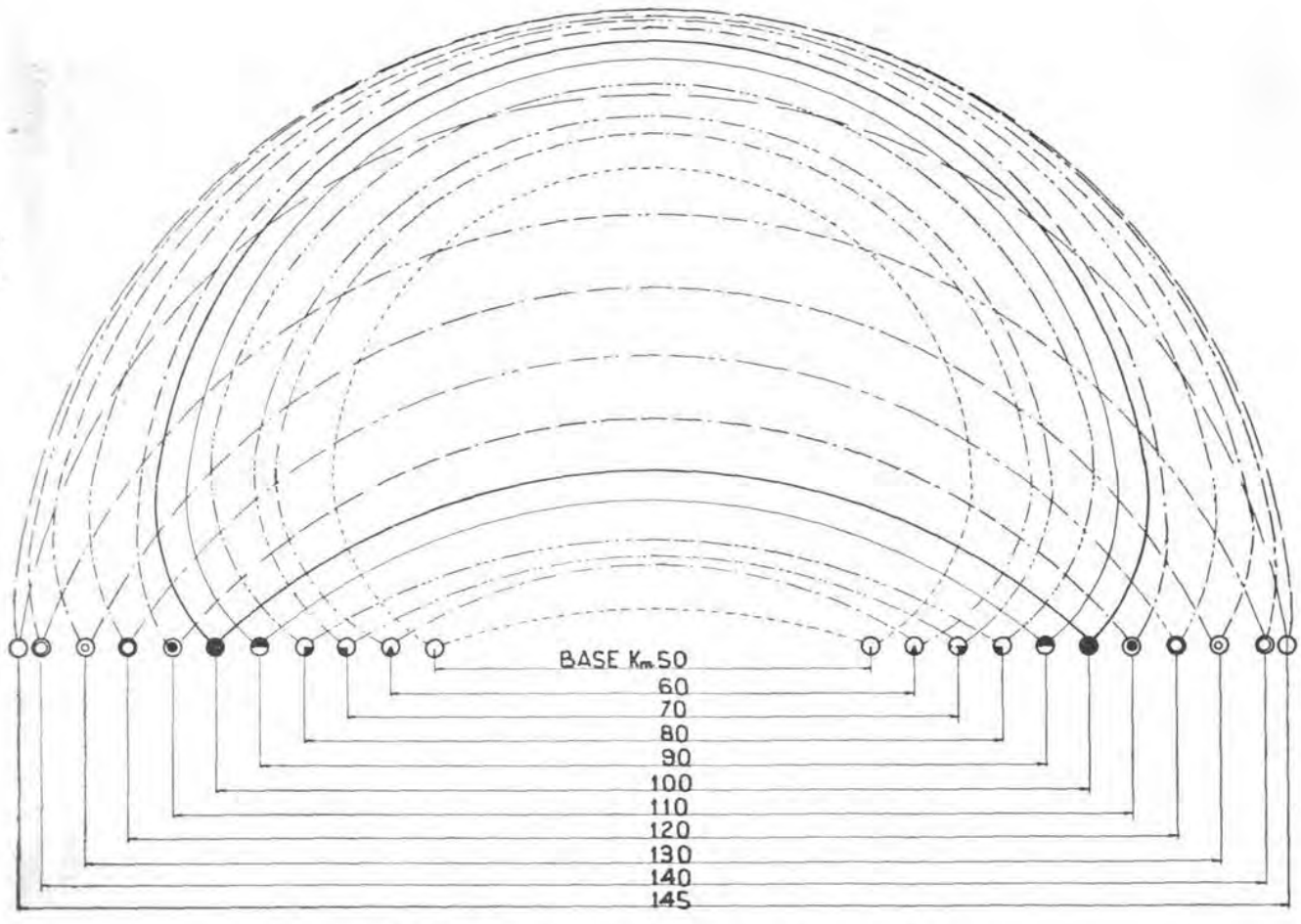


FIGURA 4. — Errore angolare ± 1". - Errore lineare massimo ± Km. 2.5.

limite, dimodochè se per un errore lineare di Km. 2,5 la base ottima e la base limite risultano rispettivamente di 90 e 150 Km., per un errore lineare $e_1 = Ce$ risulteranno rispettivamente di Km. 90 C e Km. 150 C.

Premesso quanto sopra, passiamo ora a considerare il caso del raggruppamento a triangolo equilatero di tre posti radiogoniometrici. In tale caso, se la distanza delle basi è opportuna-

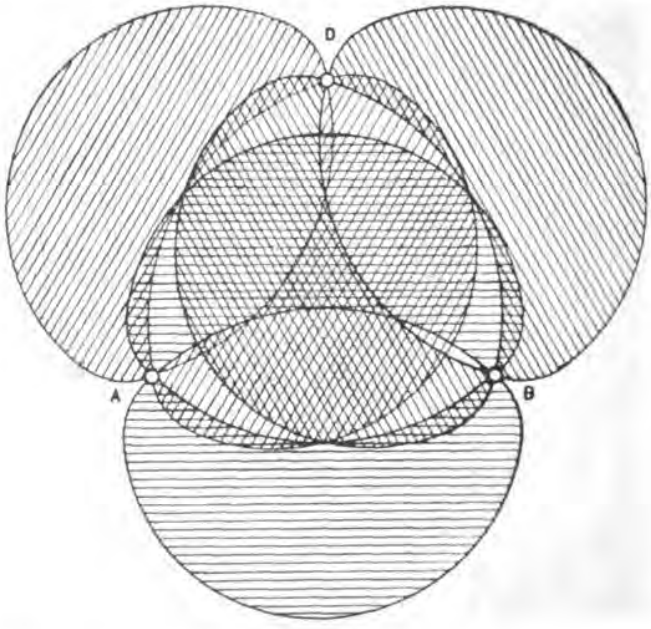


FIGURA 5. — Zona efficiente di 3 posti r. g. situati ai vertici di un triangolo equilatero di 100 Km. di lato. - Errore angolare ± 1°. - Errore lineare massimo ± Km. 2.5.

mente scelta, è possibile ottenere che tutta la zona interna al triangolo e quella limitata dai tre lobi esterni risulti efficiente, come si verifica nella figura 5, nella quale le zone efficienti sono tracciate per un triangolo equilatero di lato di 100 Km., fissando l'errore lineare massimo a Km. 2,5. Da tale figura si rileva l'esistenza di zone efficienti sovrapposte, per le quali il rilevamento risulta contemporaneamente efficiente da parte di tutte e tre le basi (tratteggio triplo) o da parte di due basi (tratteggio doppio).

La zona di miglior rilevamento in tal caso è quella a tratteggio triplo e cioè la zona costituita dal cuore del triangolo, dove l'errore lineare massimo viene a ridursi notevolmente.

Il raggruppamento a triangolo equilatero sopra considerato può trovare utile applicazione nel caso che la rete radiogoniometrica debba servire all'esatta individuazione di un campo di atterraggio, disponendo i tre posti radiogoniometrici intorno al campo, in modo che questo venga ad occupare la posizione centrale.

Applichiamo ora le considerazioni precedentemente esposte al caso di una rete radiogoniometrica costituita da un gran numero di posti radiogoniometrici. Due casi principali possono essere presi

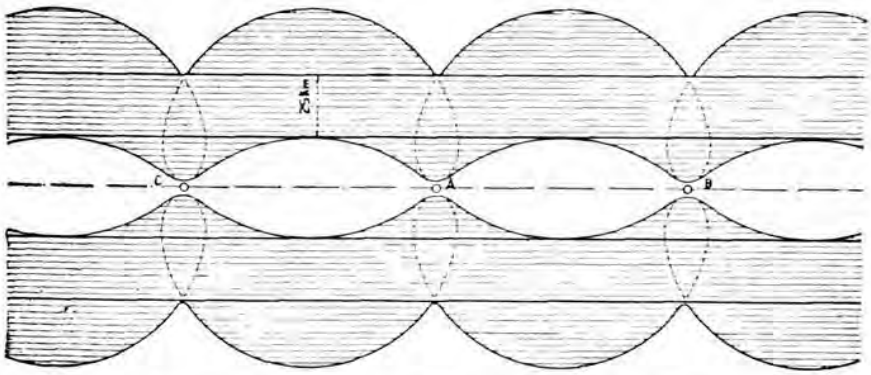


FIGURA 6. — Zona efficiente di varie basi in prolungamento l'una dell'altra. - Basi Km. 100. - Errore angolare ± 1°. - Errore lineare massimo ± Km. 2,5.

in considerazione: quello in cui le stazioni r. g. risultano disposte in una unica fila e quella in cui risultano disposte in doppia fila ed alternate in modo da costituire i vertici di una successione di triangoli equilateri aventi un lato in comune.

Il primo caso è rappresentato nella figura 6, nella quale le zone efficienti sono state tracciate per una lunghezza di base di 100 Km. e fissando l'errore lineare massimo a Km. 2,5. Da essa si rileva subito che le zone efficienti per rotte parallele alla linea delle basi risultano costituite da due corridoi laterali della larghezza di circa 25 Km.

Nella figura 7 è considerato il caso di due basi successive dell'allineamento, disposte non in linea retta ma ad un certo an-

golo tra loro; da essa si rileva che dei due corridoi utili, quello disposto dalla parte interna, dove l'angolo è minore di 180°, aumenta di ampiezza, mentre il corridoio della parte opposta diminuisce di ampiezza. Ne segue che nel caso di rotte curvilinee e di reti ad unica fila è opportuno disporre le basi r. g. in modo che la concavità sia rivolta alla rotta.

Il secondo caso è rappresentato nella figura 8; da questa si rileva come la zona utile sia costituita da un corridoio molto ampio

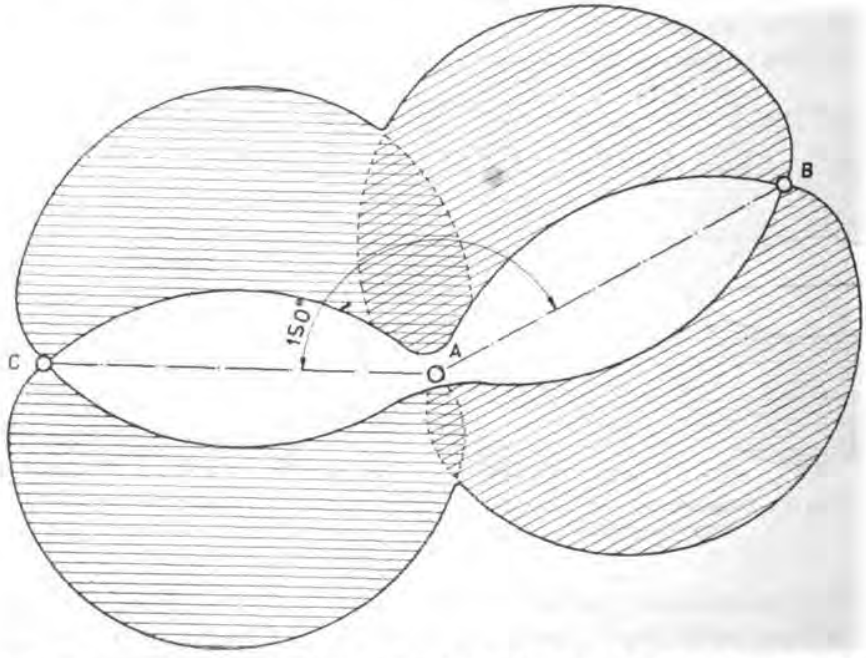


FIGURA 7. — Zona efficiente di due basi ad angolo di 150°. - Basi Km. 100. - Errore angolare ± 1°. - Errore lineare massimo ± Km. 2,5.

che comprende il corridoio racchiuso fra le due linee delle basi e due corridoi laterali alle basi, di notevole profondità.

A questo punto potrebbe essere utile stabilire un confronto tra le reti a semplice allineamento e quelle a doppio allineamento alternato. Senza addentrarci in tale studio, che può essere fatto in modo completo solamente quando siano bene precisati gli scopi da raggiungere, possiamo dire che in linea di massima, allorchè non si oppongano ragioni economiche e condizioni geografiche, le

reti a doppio allineamento sono generalmente da preferirsi, poichè offrono molti e notevoli vantaggi.

Nelle considerazioni finora esposte abbiamo ammesso che l'errore intrinseco di rilevamento di un radiogoniometro risulti sempre lo stesso, qualunque sia la distanza dal posto trasmittente da rilevare, e qualunque sia la potenza da questo messo in giuoco. In realtà l'errore aumenta con l'aumentare della distanza dal trasmet-

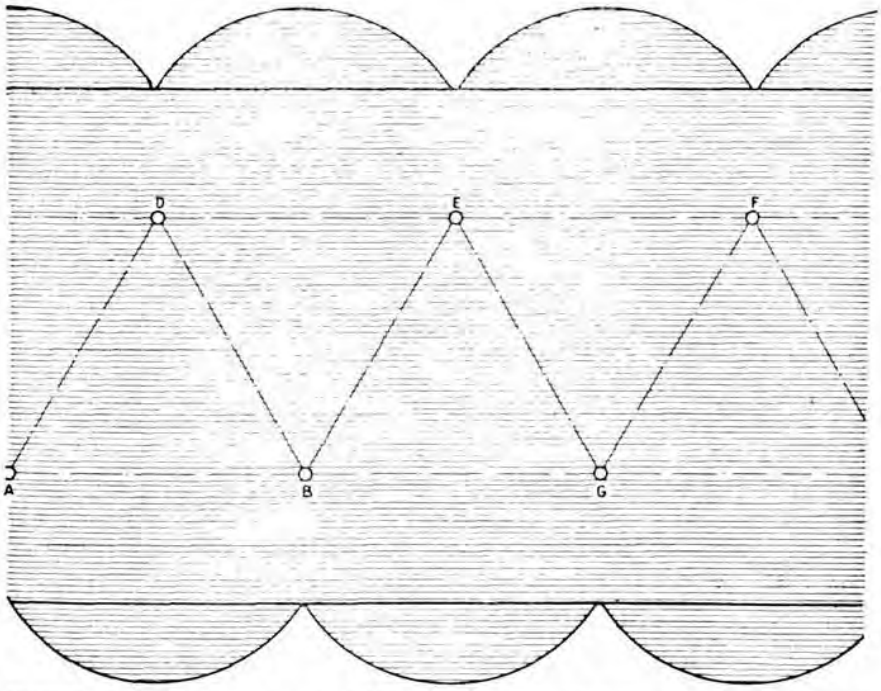


FIGURA 8. — Zona efficiente con basi di 100 Km. a doppia fila alternate. - Errore angolare ± 1°. - Errore lineare massimo ± Km. 2,5.

titore e con il diminuire della potenza di quest'ultimo. Le considerazioni svolte sono quindi non completamente rigorose, ma solamente approssimate; tuttavia esse, opportunamente applicate ed integrate, potranno risultare molto utili nello studio del progetto delle reti radiogoniometriche.

Ing. A. CELLONI - Col. G. A.
Ing. A. MARINO - Mag. G. A.

La reazione elettromagnetica negli alternatori

In alcuni trattati, la formula stabilita da KAPP per la grandezza media della forza magneto-motrice antagonista relativa ad una corrente nelle spire indotte ritardata di 90° rispetto alla forza elettromotrice della macchina, viene indicata come formula empirica; in altri invece è solo accennato alla possibilità del relativo calcolo matematico. Nello stesso libro di KAPP (1) detta formula non è sufficientemente chiarita.

Pertanto, allo scopo di sciogliere gli eventuali dubbi che nella mente degli Ufficiali Radiotelegrafisti potessero sorgere sull'argomento, credo opportuno di dare la dimostrazione attraverso la quale pervenni alla deduzione della formula stessa.

La relazione fissata da KAPP per la f. m. m. antagonista, nella ipotesi fatta, è la seguente:

$$X_c\left(\frac{\tau}{4}\right) = 0{,}57\,\frac{1}{\varkappa}\,I\,q\,\operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{2}\,\varkappa\right),$$

in cui, X_c, rappresenta il numero delle amper-spire antagoniste; $\varkappa$, il rapporto tra l'ampiezza λ dei poli ed il passo polare τ; I, la corrente efficace che attraversa le spire dell'indotto; q, il numero dei fili utili allogati in ogni foro dell'indotto medesimo (vedi fig. 1).

Il calcolo della forza magneto-motrice antagonista si riferisce ad una sola spira.

Sia per semplicità la spirale dell'indotto in esame composta di $2\,q$ fili utili allegati in due fori.

S'immagini che l'induttore sia multipolare.

La spira $O\,O'$ (v. fig. 1) si trovi all'inizio dei tempi nella posizione $(O,\,O')$.

---

(1) GISBERT KAPP. — The Principles of Electrical Engineering and Their Application. — London. — EDWARD ARNOLD 1919.

In tale istante, la forza elettromotrice risulta massima e nullo il flusso complessivo abbracciato.

La corrente che percorre la spira, nel medesimo istante, è anche zero, avendo supposto lo sfasamento rispetto alla forza elettromotrice di 90°. Risulta quindi nullo il flusso da essa generato.

Assunta come origine dei tempi la posizione (O, O'), l'indotto si sposti nel senso della freccia a - fisso restando l'induttore -

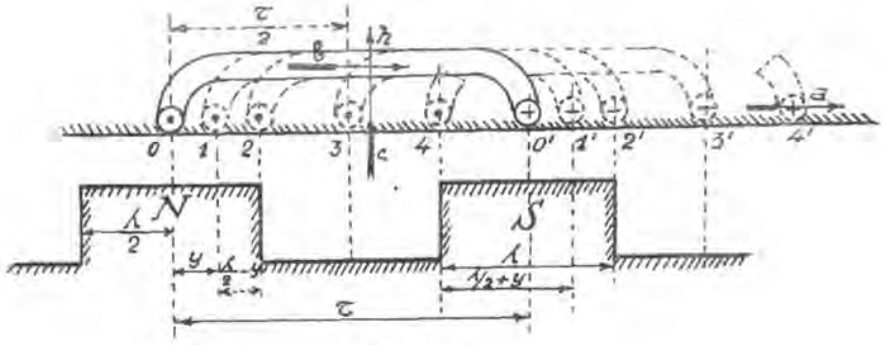


FIGURA 1.

dell'intervallo y, passando così nel tempo t della posizione (O, O') alla posizione $(1, 1')$.

Se $2p$ sono i poli, n_a il numero di giri al secondo, sarà $\frac{1}{p\,n_a}$ la durata di un periodo elettromagnetico dell'indotto; f la frequenza e $2\pi\frac{f}{p}$ la velocità angolare dell'armatura; per cui lo spazio angolare percorso nel tempo t dall'indotto medesimo risulterà pari a $2\pi n_a t$.

La forza elettromotrice, nell'ipotesi fatta, varierà secondo la legge:

$$e_1 = E_m \cos 2\pi f t.$$

La corrente sfasata di $\frac{\pi}{2}$ rispetto alla grandezza precedente, sarà:

$$i_1 \quad I_m \operatorname{sen} 2\pi f t.$$

La f. e. m. per il moto verso destra dell'indotto avrà - per la regola di FLEMING - il verso indicato dalla freccia *b*, perciò tale risulterà anche quello della corrente. Di conseguenza la forza elettromagnetica dovuta alla corrente, nello spazio abbracciato dalla spirale, sarà - per la regola del cavaturaccioli di MAXWELL - diretta secondo la freccia *c*.

Quindi essa risulterà concordante col verso del campo relativo alla porzione di superficie $\left(\frac{\lambda}{2} - y\right) l$, situata di fronte al polo nord e discordante per la porzione di superficie $\left(\frac{\lambda}{2} + y\right) l$ che si trova di fronte al polo sud.

In complesso l'azione risultante dovuta alla forza elettromagnetica *h* creata dalla spira è contraria al campo indotto per la porzione di superficie polare:

$$\left(\frac{\lambda}{2} + y\right) l - \left(\frac{\lambda}{2} - y\right) l = 2 y l .$$

Nell'espressione precedente l indica la lunghezza della spira secondo la generatrice longitudinale dell'indotto: lunghezza che non deve mai superare quella delle espansioni polari.

In definitiva, il flusso contrario sarà:

$$2 y l h .$$

Perchè un effetto uguale si produca quando la spira occupa la posizione (2, 2'), in cui la superficie coperta è solo quella λl del polo sud - conservando la corrente nella spira ancora il medesimo verso - dovrà risultare l'uguaglianza tra i flussi:

$$2 y l h = \lambda l h' .$$

Onde si ha:

$$h' = \frac{2 y}{\lambda} h .$$

Ma a produrre la forza elettromagnetica *h* concorre una forza magneto-motrice

$$x_c'' = q I_m \text{ sen } 2 \pi f t ;$$

la forza magneto-motrice necessaria, a produrre h' deve essere perciò quella precedentemente scritta ridotta nella misura $\frac{2\,y}{\lambda}$; cioè deve essere:

$$x_c' = \frac{2\,y}{\lambda}\, q\, I_m \operatorname{sen} 2\,\pi\, f\, t\,.$$

Tale ragionamento - quando si ritenga il ferro lontano dalla saturazione - è sempre valido, in quantochè fra forza elettromagnetica e forza magneto-motrice, per uno stesso circuito magnetico e di corrente, esiste una relazione di diretta proporzionalità:

$$x = R\, S\, h = k\, h\,.$$

Ora, dall'istante in cui la spira passa dalla posizione (2, 2') alla posizione (3, 3'), il campo antagonista è quello dovuto a tutte le spire elementari q, cioè a tutti i fili utili $2\,q$, abbracciando la spirale tutta la superficie del polo sud, per cui la forza magneto-motrice risulta, nell'intervallo considerato, espressa da:

$$x_c'' = q\, I_m \operatorname{sen} 2\,\pi\, f\, t\,.$$

La spirale nella posizione (3, 3') in cui $y = \frac{\tau}{2}$ è percorsa dalla corrente massima, essendo in tale istante nulla la forza elettromotrice.

Da questo momento in poi - muovendosi sempre l'indotto nel verso della freccia a - la corrente decresce, con la medesima legge secondo la quale è cresciuta nell'intervallo (0, 3.).

Quindi, per le forze magneto-motrici di eccitazione varranno le due leggi seguenti:

a) una legge analoga alla:

$x_c'' = q\, I_m \operatorname{sen} 2\,\pi\, f\, t$, per l'intervallo (3, 4);

b) una legge analoga alla:

$x_c' = \frac{2\,y}{\lambda}\, q\, I_m \operatorname{sen} 2\,\pi\, f\, t$, per l'intervallo (4,5); e

similmente per gli intervalli successivi.

Il valore medio della forza magneto-motrice di reazione nell'intervallo di tempo $\left(0, \frac{T}{4}\right)$ ossia nell'intervallo spaziale $\left(0, \frac{\lambda}{2}\right)$, risulta completamente definito, e risulta altresì definito il valore totale della f. m. m. considerando che in ogni quarto di periodo la variazione è simmetrica.

A tale scopo, trasformiamo lo spazio angolare $2\pi n_a t$ in funzione di y.

La grandezza y che caratterizza lo spazio percorso dall'indotto nel tempo t, è data dal prodotto dello spazio periferico compiuto in un periodo: $2 p n_a \tau$, per il tempo t; cioè:

$$y = 2 p n_a \tau t = 2 f \tau t .$$

Da cui si desume:

$$2 f t = \frac{y}{\tau},$$

e quindi $2\pi f t = \frac{\pi y}{\tau}$.

Di conseguenza, le forze magneto-motrici x_c' e x_c'' divengono:

$$x'_c = 2 \frac{q}{\lambda} I_m y \operatorname{sen}\left(\frac{\pi y}{\tau}\right),$$

$$x_c'' = q I_m \operatorname{sen}\left(\frac{\pi y}{\tau}\right).$$

Epperò il valor medio della forza magneto-motrice antagonista nel quarto di periodo $\left(0, \frac{\tau}{2}\right)$ risulta caratterizzato dal rapporto fra la somma delle integrazioni delle funzioni x_c' ed x_c'' rispettivamente nei limiti $\left(0, \frac{\lambda}{2}\right)$ e $\left(\frac{\lambda}{2}, \frac{\tau}{2}\right)$, per $\frac{\tau}{2}$ che rappresenta lo spazio percorso dalla spira nel tempo $\frac{T}{4}$.

Vale a dire:

$$X_c\left(\frac{\tau}{4}\right) = \frac{\frac{2}{\lambda} q I_m \int_0^{\frac{\lambda}{2}} y \operatorname{sen}\left(\frac{\pi y}{\tau}\right) dy + q I_m \int_{\frac{\lambda}{2}}^{\frac{\tau}{2}} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi y}{\tau}\right) dy}{\frac{\tau}{2}}.$$

Ma: $\int_0^{\frac{\lambda}{2}} y \operatorname{sen}\left(\frac{\pi y}{\tau}\right) dy = \left\{ -\frac{\tau}{\pi} y \cos\left(\frac{\pi y}{\tau}\right) + \right.$

$$\left. + \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{\tau} y\right) \cdot \frac{\tau^2}{\pi^2} \right\}_0^{\frac{\lambda}{2}} = -\frac{\tau}{\pi} \frac{\lambda}{2} \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{\lambda}{\tau}\right) + \frac{\tau^2}{\pi^2} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{2} \frac{\lambda}{\tau}\right);$$

$\int_{\frac{\lambda}{2}}^{\frac{\tau}{2}} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi y}{\tau}\right) dy = \left| -\frac{\tau}{\pi} \cos\left(\frac{\pi}{\tau} y\right) \right|_{\frac{\lambda}{2}}^{\frac{\tau}{2}} = \frac{\tau}{\pi} \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{\lambda}{\tau}\right)$. Epperò

$$X_c\left(\frac{\tau}{4}\right) = \frac{\frac{2}{\lambda} q I_m \left\{ -\frac{\tau}{\pi} \frac{\lambda}{2} \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{\lambda}{\tau}\right) + \frac{\tau^2}{\pi^2} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{2} \frac{\lambda}{\tau}\right) \right\} + q I_m \frac{\tau}{\pi} \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{\lambda}{\tau}\right)}{\frac{\tau}{2}} =$$

$$= \frac{4}{\pi^2} I_m q \frac{\tau}{\lambda} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{2} \frac{\lambda}{\tau}\right); \text{ ossia}$$

$$X_c\left(\frac{\tau}{4}\right) = \frac{4\sqrt{2}}{\pi^2} I q \frac{\tau}{\lambda} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{2} \frac{\lambda}{\tau}\right).$$

Infine, essendo $\alpha = \frac{\lambda}{\tau}$, e sapendo che $\frac{4\sqrt{2}}{\pi^2} \cong 0{,}57$,

si ottiene la relazione:

$$X_c\left(\frac{\tau}{4}\right) = 0{,}57 \frac{1}{\alpha} I q \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{2} \alpha\right)$$

stabilita da KAPP per la reazione elettromagnetica degli alternatori nel caso particolare considerato.

Ing. DONATO GILIBERTI
CAPITANO DEL GENIO

ERRATA CORRIGE

del "Bollettino R. T. del R. Esercito„ N. 5 - Settembre-Ottobre 1929-VII

A pagina 227, la dicitura sopra la figura 4 deve leggersi:

Spettro della funzione $E(t) = E_o\, e^{-\alpha t} \cos \beta t$

A pagina 251, paragrafo 11 - N. 4°) nella formula di Eccles deve leggersi:

$$D = r\, e^{+\sqrt{\frac{2 r q_1 q_2}{\lambda}}}$$

Direttore responsabile: Prof. G. VANNI.

Anno 8° - N. 1. Gennaio - Febbraio 1930-A. VIII.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO

DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino Radiotelegrafico del R. Esercito

SOMMARIO:

Prof. G. VANNI. — La 1ª Riunione del Comitato Consultivo Internazionale Radioelettrico alla Aja.

— Pareri emessi dal Comitato Consultivo Internazionale Radioelettrico (C. C. I. R.).

Cap. F. GALLOTTI. — Il comando unico negli apparecchi a cambiamento di frequenza.

ABBONAMENTO.

ANNUO (6 numeri). . . . L. 12
UN NUMERO SEPARATO . . L. 3

Inviare l'importo a mezzo vaglia alla DIREZIONE DELL' ISTITUTO R. T. ED E. DEL GENIO MILITARE, Viale Mazzini 8. ROMA (49)

Roma, Tipo-Lit. Off. R.T. ed E. del Genio Mil.
N. 1 - 1930-VIII.

Anno 8° - N. 1. Gennaio - Febbraio 1930 - Anno VIII.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino Radiotelegrafico del R. Esercito

Diretto dal Prof. G. VANNI

La 1ª Riunione del Comitato Consultivo Internazionale Radioelettrico alla AJA

(18 Settembre - 2 Ottobre 1929)

Come fu già accennato nel N. 5 del bimestre Settembre-Ottobre 1929 di questo Bollettino, la Conferenza Radiotelegrafica Internazionale tenuta a Washington nel 1927, riconobbe la opportunità di costituire un Comitato Consultivo Internazionale Radioelettrico (C. C. I. R.) incaricato di studiare le questioni tecniche e annesse le quali interessano le radiocomunicazioni internazionali e che gli sono sottoposte dalle Amministrazioni e Compagnie private partecipanti. Il compito del Comitato è quello di emettere dei pareri sulle questioni studiate, pareri che esso trasmette all'Ufficio Internazionale di Berna, il quale ne cura la Comunicazione alle Amministrazioni e Compagnie private interessate.

La proposta relativa al nuovo Comitato non mancò di suscitare qualche opposizione da parte di alcune nazioni e di alcune compagnie private. La questione, esaminata prima da una sottocommissione presieduta dallo scrivente, venne discussa in seduta plenaria dalla Commissione tecnica, presieduta dal Generale Ferrié. Esaminato il prò e il contro della questione, fu dato, alla fine, a grandissima maggioranza, parere favorevole e la costituzione del

nuovo Comitato venne definitivamente decisa dalla Conferenza, la quale, nell'art. 33 del Regolamento Generale, ne determinò i limiti e le mansioni. Si stabilì che il Comitato fosse formato dagli esperti delle pubbliche Amministrazioni e di ditte private radioelettriche autorizzate, e che le sue riunioni avessero luogo, in massima, ogni due anni; l'Amministrazione neerlandese essendo incaricata di organizzare e preparare la prima riunione.

Tale riunione ebbe luogo alla Aja dal 18 Settembre al 2 Ottobre con l'intervento di circa duecento delegati dei seguenti paesi:

« Africa equatoriale e occidentale francese, Alaska, Argentina, Austria, Belgio, Bolivia, Brasile, Bulgaria, Canadà, Cecoslovacchia, Chili, Cina, Congo Belga, Costarica, Danimarca, Dominica, Equatore, Filippine, Finlandia, Francia, Germania, Gran Bretagna, Hawai, Giappone, Indie neerlandesi, Indocina francese, Irlanda, Italia, Madagascar, Marocco, Messico, Monaco, Nicaragua, Norvegia, Palestina, Paesi Bassi, Polonia, Portogallo, Romania, Stati Uniti d'America, Spagna, Siam, Svezia, Svizzera, Unione delle R. S. S. ».

Intervennero, altresì, gli esperti dei seguenti enti tecnico-scientifici e Compagnie private:

« Comitato Consultivo Internazionale delle Comunicazioni telegrafiche. Comitato consultivo Internazionale delle comunicazioni telefoniche. Unione internazionale di radiodiffusione. Unione radioelettrica scientifica internazionale. Ufficio internazionale della Unione telegrafica. Comitato Radioelettrico Italiano del Consiglio Nazionale delle Ricerche. Compagnia Internazionale Marconi delle comunicazioni marittime. Compagnia Internazionale radioelettrica Marconi. Ente nazionale audizioni radiofoniche. Compagnia generale radio marittima francese. Stabilimenti Belin. Transaradio spagnuola di Madrid. American telegraph and telephone Co. Institute of Radio Engineers. Radio Corporation of America. Southern radio Corporation. Tropical radio telegraph Co. Universal wireless communication Co. ».

La Delegazione italiana era costituita: dal Prof. G. Vanni, Direttore Principale dell'Istituto Militare R. T., Delegato dei Ministeri della Guerra, della Marina, delle Comunicazioni e del Consiglio Nazionale delle Ricerche, Presidente della Delegazione; dal Ten. Colonnello F. Amoroso, Vice Direttore del detto Istituto, Delegato

del Ministero della Guerra; dal Maggiore Marino Ing. A. Delegato del Ministero della R. Aeronautica; dall'Ing. C. Bacchini Direttore dello Stabilimento Allocchio e Bacchini di Milano, esperto della Compagnia radiofonica italiana (E. I. A. R.).

La riunione riuscì imponente per il numero e qualità dei Delegati, fra i quali si contavano alcune delle personalità più eminenti della scienza e della tecnica radioelettrica.

Vennero costituite quattro Commissioni per lo studio delle questioni sottoposte all'esame del Comitato. La prima, detta di organizzazione, ebbe per Presidente il D. Breisig, Capo della Delegazione tedesca e per Vice presidente il Prof. Vanni, Capo della Delegazione Italiana, assistito dal Ten. Col. Amoroso. La seconda Commissione, detta delle definizioni e della normalizzazione, fu presieduta dal Gen. Ferrié membro dell' Istituto e Capo della Delegazione francese; come Vice Presidente, fu nominato il Sig. Hirschfeld Capo della Delegazione della U. R. S. S.

La terza Commissione, detta di collaborazione, ebbe come Presidente il Gen. Saltzmann, Capo della Delegazione degli Stati Uniti d' America e come Vice Presidente il Sig. Nakagami, Capo della Delegazione Giapponese.

La quarta Commissione, detta di utilizzazione ebbe come Presidente il Ten. Colonnello Lee, Capo della Delegazione Britannica, e come Vice Presidente il Sig. Strnad, Capo della Delegazione Cecoslovacca.

Segue quì appresso la esposizione dei pareri emessi dal Comitato sulle varie questioni, pareri i quali serviranno come base di discussione al prossimo Congresso Internazionale Radioelettrico da tenersi a Madrid nel 1932. L'importanza di detti pareri è manifesta; richiameremo l'attenzione dei nostri lettori su alcuni di essi, quali, ad esempio, quello che si riferisce alla proposta di classificazione precisa delle varie categorie di onde, ed alla proposta di formare una categoria speciale di onde *ultra corte*, la cui frequenza è superiore a 30 megacicli secondo (lunghezza d'onda inferiore a 10 m.); sul parere relativo alla definizione di potenza di un trasmettitore, a quello delle frequenze e limiti di tolleranza ammissibili, ai limiti di potenza delle stazioni di radiodiffusione ecc.

Vi è, infine, un certo numero di questioni, che dovranno essere

esaminate nella prossima riunione del 1931, e sulle quali il Comitato non ha emesso parere, proponendo che vengano ulteriormente studiate dagli organi tecnici delle varie nazioni, incaricando alcune Amministrazioni di accentrarne gli studi.

Particolare importanza per l'Italia, scelta come nazione centralizzatrice, è quella che si riferisce alla taratura degli ondametri, nella quale le Amministrazioni e gli organi collaboratori sono: la Germania, gli Stati Uniti d'America, la Francia, la Svizzera, la Unione delle R. S. S. e la Unione Internazionale di Radiodiffusione.

Una parola di viva lode va data al Comitato organizzatore Neerlandese il quale, come lo scrivente rilevò nel discorso pronunciato il 1 Ottobre, oltre a facilitare in ogni modo il soggiorno dei Delegati nella sede del Governo Olandese, ha atteso, con la massima cura, alla preparazione del programma delle varie questioni da trattare, facilitandone lo svolgimento e lo studio.

Prof. G. VANNI

Pareri emessi dal Comitato Consultivo Internazionale Radioelettrico

(C. C. I. R.)

ORGANIZZAZIONE DEL COMITATO

PARERE N. 1. - Il Comitato Consultivo internazionale radioelettrico, considerando:

1° - che non è necessario, nè possibile, secondo il Regolamento di Washington, procedere alla costituzione di organismi permanenti per lo studio delle questioni comprese nel programma delle riunioni del Comitato;

2° - che vi possono essere delle questioni rimaste insolute dopo le riunioni del detto Comitato;

emette all'unanimità il parere:

1° - che alla chiusura della riunione del Comitato, il Presidente legga una lista delle questioni importanti da risolvere;

2° - che domandi quali sono le Amministrazioni disposte ad occuparsi della preparazione delle proposte riferentisi alle dette questioni, e pronte a collaborare con le Amministrazioni interessate e le imprese private, allo scopo di trasmettere tali proposte alla Amministrazione che organizzerà la prossima riunione del Comitato.

PARERE N. 2. - Il Comitato, in seguito alla discussione svolta sulla sua futura organizzazione, alla quale hanno preso parte i rappresentanti dei seguenti paesi: Belgio, Spagna, Stati Uniti d'America, Francia, Gran Bretagna, Italia, Paesi Bassi, Portogallo, Svizzera, Cecoslovacchia, Unione delle R. S. S.

dopo le dichiarazioni del Direttore dell'Ufficio Internazionale dell'Unione Telegrafica concernente le disposizioni che ritiene poter prendere per ottenere la collaborazione di esperti tecnici, senza che risulti un aumento dei crediti messi a disposizione dell'Ufficio dalle Amministrazioni,

dopo le dichiarazioni degli Stati Uniti d'America, concernenti gli articoli della convenzione e del Regolamento Generale di Washington, che si riferiscono alle relazioni dell'Ufficio Internazionale radiotelegrafico;

emette all'unanimità il parere

1) - che è ne necessario, ne possibile, secondo i testi in vigore, procedere attualmente alla costituzione di un Segretariato permanente per il Comitato Consultivo Internazionale Radiotelegrafico;

2) - che basta stabilire tra il Comitato Consultivo Internazionale Radiotelegrafico e l'Ufficio Internazionale dell'Unione Telegrafica uno stretto vincolo, essendo inteso che il compito dell'Ufficio sarà di seguire i diversi lavori del Comitato Consultivo Internazionale Radiotelegrafico, in vista della centralizzazione e pubblicazione di una documentazione generale ad uso delle Amministrazioni.

PARERE N. 3. - Il Comitato Consultivo Internazionale Radiotelegrafico propone di adottare il seguente regolamento di organizzazione:

REGOLAMENTO DI ORGANIZZAZIONE.

Articolo 1°

Dopo la chiusura di una riunione del Comitato, l'Amministrazione organizzatrice è incaricata di determinare, in collaborazione coll'Ufficio Internazionale dell'Unione Telegrafica, le questioni in istanza.

Essa trasmette, non appena possibile, i documenti all'Amministrazione organizzatrice della riunione successiva.

Articolo 2°

Prima della chiusura di ogni riunione, il Comitato designa l'Amministrazione che convocherà la riunione successiva; esso indica le questioni nuove e quelle che non hanno ancora ricevuto soluzione; l'insieme di queste questioni deve essere portato nel programma della riunione successiva.

Articolo 3°

Subito dopo la fine di una riunione, tutte le questioni nuove, non previste dall'Assemblea, da sottomettere al Comitato, saranno indirizzate all'Amministrazione alla quale è stato affidato l'incarico di organizzare la riunione successiva. Questa Amministrazione iscriverà queste questioni nel programma della prossima riunione.

Articolo 4°

Nella seduta plenaria della chiusura di una sessione del Comitato, il Presidente comunicherà la lista delle questioni più importanti da risolvere. Egli domanderà in seguito quali Amministrazioni desiderano incaricarsi delle preparazioni delle proposte riferentisi a tali questioni e sono pronte a collaborare con le Amministrazioni interessate e con le imprese private, in vista della trasmissione di queste proposte all'Amministrazione che organizzerà la riunione successiva.

Articolo 5°

L'Amministrazione incaricata della gerenza del Comitato può corrispondere direttamente con le Amministrazioni, le Compagnie e gli Organismi suscettibili di collaborare ai lavori del Comitato. Essa rimette almeno un esemplare dei documenti, all'Ufficio Internazionale dell'Unione Telegrafica.

Articolo 6°

Nel corso della prima seduta, l'Assemblea plenaria designa il suo Presidente e, sulla proposta di questo, i vice presidenti e gli altri membri dell'Ufficio.

Articolo 7°

Il Direttore dell'Ufficio Internazionale dell'Unione Telegrafica, od il suo rappresentante, assiste alle sedute e prende parte alle discussioni con voto consultivo.

Articolo 8°

L'Ufficio Internazionale dell'Unione Telegrafica assiste ai diversi lavori del Comitato in vista della centralizzazione e della pubblicazione di una documentazione generale, ad uso delle Amministrazioni.

Articolo 9°

Il Segretariato della riunione è assicurato dall'Amministrazione organizzatrice, con la collaborazione dell'Ufficio Internazionale dell'Unione Telegrafica.

Articolo 10°

Le assemblee plenarie si limitano, per quanto è possibile, ad approvare o respingere i rapporti presentati dalle Commissioni, o ad ordinare, se è il caso, il loro rinvio alle Commissioni sedenti nel corso della riunione del Comitato; se si tratta della seduta di chiusura, le questioni non risolte saranno iscritte nell'elenco accennato all'art. 4°.

Studi da fare su diversi fenomeni: fluttuazione (fading) ecc.

PARERE N. 4. - Il Comitato Consultivo Internazionale Radioelettrico è d'accordo che gli studi di cui si tratta entrano nel quadro di quelli che hanno fatto l'oggetto del parere n. 1 e devono, in conseguenza, essere effettuati conformemente alle disposizioni dell'art. 4 del Regolamento d'organizzazione del Comitato Consultivo Internazionale Radioelettrico.

DEFIZIONI E NORMALIZZAZIONE.

PARERE N. 5. - DEFINIZIONE DELLA POTENZA DI UN TRASMETTITORE. - Il Comitato Consultivo Internazionale Radioelettrico,

considerando

che non è pratico, attualmente, di misurare la potenza propriamente detta di un trasmettitore radioelettrico, cioè la potenza irradiata dall'antenna,

che, per contro, la tecnica dispone di mezzi adatti che permettono di determinare la potenza assorbita o trasformata dai diversi organi di un trasmettitore radioelettrico,

che, nel caso delle emissioni modulate, (per esempio quelle della radiotelefonia) la definizione della potenza di un trasmettitore deve essere stabilita in modo da fornire, mediante la indicazione di un solo numero, un dato che possa applicarsi ai differenti tipi di modulazione,

emette il parere

che si conviene di intendere per potenza di un trasmettitore radioelettrico, la potenza disponibile nell'antenna.

S'intende per antenna, il conduttore o l'insieme dei conduttori irradianti.

La potenza nell'antenna può essere ottenuta sia, per misura diretta, dall'antenna stessa, sia per mezzo di misure effettuate su un'antenna fittizia equivalente o su altre parti del trasmettitore (per esempio, se lo si desidera, all'entrata del trasmettitore di una stazione mobile); nel caso di una misura indiretta, la potenza nell'antenna sarà stimata tenendo conto del rendimento degli organi intermedi.

Nel caso di un trasmettitore radiotelegrafico, si intende per potenza nell'antenna la potenza misurata in tratto continuo.

Nel caso di un trasmettitore a onde modulate, per potenza nell'antenna si intende il prodotto della resistenza totale dell'an-

tenna per il quadrato del valore efficace della corrente d'antenna, il coefficiente di modulazione avendo il più grande valore compatibile con le raccomandazioni del Comitato Consultivo Internazionale Telefonico (Berlino 1929), cioè tale che il livello delle armoniche di modulazione sia inferiore di almeno 2,3 *nèper* oppure 20 *décibel* a quello dell'onda fondamentale, per la potenza massima e per una frequenza qualsiasi compresa nella gamma di frequenze da trasmettere.

PARERE N. 6. - CLASSIFICAZIONE DELLE ONDE. - Il Comitato Consultivo Internazionale Radiotelegrafico

considerando

che è opportuno tener conto, in una classificazione, tanto delle proprietà fisiche delle onde quanto delle divisioni amministrative figuranti nel Regolamento Generale di Washington,

che è ugualmente opportuno di adottare dei limiti tali che dette onde si valutino in frequenze ed in lunghezze d'onda mediante cifre semplicissime,

che un limite fissato a 1500 kc/s (200 m.) corrisponde ad un cambiamento nel modo di propagazione delle onde, caratterizzato dalla manifestazione di fenomeni detti di propagazione di spazio,

che un limite fissato a 6000 kc/s (50 m.) separa approssimativamente le onde, la cui portata è, in tutte le ore, limitata, da quelle che possono praticamente essere ricevute su tutta la superficie del globo,

che un limite fissato a 30.000 kc/s (10 m.) separa approssimativamente le onde la cui propagazione è del tipo spaziale da quelle la cui propagazione è del tipo ottico,

che un limite fissato a 100 kc/s (3.000 m.), senza avere una significazione fisica così netta come nei casi precedenti, sembra costituire una separazione conveniente tra gruppi di onde destinate dal Regolamento Generale di Washington, a servizi di natura nettamente differenti.

emette il parere

che la classificazione qui appresso sia adottata:

Onde lunghe.

100 kc/s . . . . . 3.000 m.

Onde medie

1.500 kc/s . . . . . 200 m.

Onde medio-corte.

6.000 kc/s . . . . . 50 m.

Onde corte.

30.000 kc/s . . . . . 10 m.

Onde ultracorte.

PARERE N. 7. - DEFINIZIONE DELLA POTENZA DI RADIAZIONE DI UN TRASMETTITORE. - Il Comitato Consultivo Internazionale Radioelettrico

considerando

che l'interesse dei dati accennati nel testo della questione non è limitato al caso dei trasmettitori ad onde ultracorte,

che una definizione sufficientemente precisa della potenza di un trasmettitore, valevole per una lunghezza d'onda qualsiasi, è stata data nel parere N. 5,

che, per completare le indicazioni concernenti la potenza normale di radiazione di un trasmettitore basterà aggiungere, se del caso, i dati particolari caratterizzando l'effetto direttivo dell'antenna,

emette il parere

che la potenza di radiazione di un trasmettitore sia indicato per mezzo dei dati seguenti:

1° - potenza del trasmettitore, definita conformemente al parere N. 5,

2° - direttività indicata, all'occorrenza, con la lettera D,

seguita dalla lettera R, quando il sistema radiante è fornito di un riflettore;

3° - azimut della direzione o delle direzioni di radiazione massima, espresso in gradi a partire dal nord vero, da 0 a 360, nel senso degli indici di un orologio.

Esempio:

caso di una direzione unica privilegiata	D R 25°
caso di due direzioni privilegiate	D R 25° / D R 45°

Nel caso di un azimut capace di variare in un modo continuo tra due limiti, si darà l'indicazione di questi.

Esempio: D R 25° a 45°.

Il caso di un azimut che può prendere un valore qualsiasi sarà indicato dalla lettera T.

Gli altri dati tecnici che si giudicherà utile fare conoscere potrebbero essere contenuti in un notiziario che sarà indirizzato all'Ufficio Internazionale dell'Unione Telegrafica.

A titolo d'indicazione, l'annesso al presente parere dà un procedimento di notazione che permette, in un gran numero di casi, di definire un sistema radiante.

ANNESSO AL PARERE N. 7. - DESCRIZIONE DEI TIPI DI ANTENNA. - È possibile definire con precisione un numero abbastanza grande di tipi di antenna dando le indicazioni seguenti:

1) lunghezza l della parte utile del filo d'antenna, esprimendo l in lunghezze d'onda e mettendolo sotto la forma $l = \frac{a+b+c.....}{2}$, nella quale a, b, c, ecc., rappresentano il numero di mezze lunghezze d'onda di corrente, misurate successivamente lungo il filo e impiegando un nuovo numero in ogni punto dove la fase cambia;

2) numero di fili n;

3) altezza h_1 dal punto più basso dell'antenna sopra la superficie del suolo, espressa in lunghezze d'onda;

4) azimut della (o delle) direzione di radiazione massima, indicata conformemente al parere N. 7;

5) larghezza b dell'antenna diretta, espressa in lunghezze d'onda;

6) angolo Θ, fatto dai fili con l'orizzonte;

7) forma del filo, se non è un semplice filo rettilineo, per esempio se si tratta di un'antenna a T o di un'antenna a L;

8) altezza h_2 della parte orizzontale del filo al disopra del suolo, espressa in lunghezze d'onda.

1° Esempio:

12 kW; D R 160°, D R 160° + 180°; $n = 24$;

$l = \frac{3}{2}$; $b = 11\ ^1/_2$; $h_1 = 1/2$; $\Theta = 90°$.

Quanto sopra rappresenta un trasmettitore avente la potenza di 12 kW nell' antenna, provvisto di un'antenna diretta, che può emettere a volontà sia nella direzione 160°, sia nella direzione 160° + 180° ed i cui fili effettivi, in numero di 24, hanno una lunghezza di 1 1/2 lunghezza d' onda, con una distribuzione di corrente rappresentata nella figura 1.

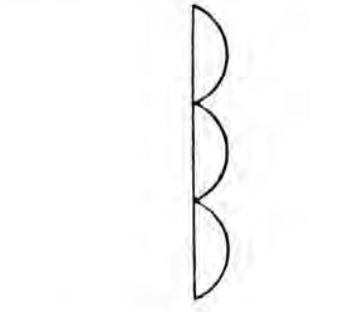


Fig. 1.

La larghezza dell'antenna diretta è di 11 1/2 lunghezze d'onda, l'altezza del punto più basso dell'antenna al disopra del suolo è di mezza lunghezza d'onda, ed i fili sono verticali.

2° Esempio:

1 kW; $n = 1$; $l = \frac{2}{2}$; $\Theta = 0°$; $h_2 = 1\ 2$.

Questo rappresenta un trasmettitore della potenza di 1 kW antenna, provvisto di antenna orizzontale unifilare, situata a mezzalunghezza d'onda al disopra del suolo, avente due mezze lunghezze d'onda, ed una distribuzione di corrente come nella figura 2.

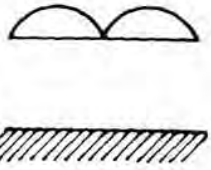


Fig. 2

3° Esempio:

$$1\ \text{kW};\ n = 1;\ l = \frac{^1/_2 + 1}{2};\ \Theta = 90°;\ h_1 = 0.$$

Questo rappresenta un trasmettitore da 1 kW antenna, provvisto di un'antenna verticale unifilare contenente $^3/_4$ di lunghezza d'onda, con una distribuzione di corrente come nella figura 3.

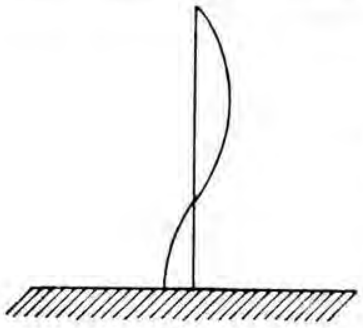


Fig. 3

PARERE N. 8. - CAMPIONE INTERNAZIONALE ASSOLUTO DI FREQUENZA. - Sarebbe forse possibile di costruire un campione internazionale assoluto di frequenza che, dal punto di vista scientifico, potrebbe essere interessante.

Ma avuto riguardo allo stato della tecnica ed alle necessità pratiche, non si è ritenuto opportuno di stabilire attualmente un tale campione assoluto di uso mondiale; conviene lasciare ad ogni paese la cura di stabilire i suoi campioni nazionali di misura, sotto riserva che tutti gli sforzi siano fatti per confrontare tra loro i campioni dei diversi paesi e perfezionarli incessantemente.

PARERE N. 9 - DEFINIZIONE DEI TERMINI: FREQUENZIOMETRO CAMPIONE ASSOLUTO DI FREQUENZA, FREQUENZIOMETRO E CAMPIONE SECONDARIO DI FREQUENZA; METODI DI CONFRONTO DI QUESTI APPARECCHI. — 1. - Le definizioni cui appresso sono state ammesse per evitare qualunque errore di interpretazione:

Frequenziometro-campione assoluto di frequenza: dispositivo di misura che permette di valutare una frequenza in funzione del secondo di tempo solare medio;

Frequenziometro: apparato industriale di misura di frequenza che permette tali misure in una certa gamma;

Campione secondario di frequenza: apparato suscettibile di produrre una data frequenza, con una costanza tale che il fre-

quenziometro campione assoluto non possa mettervi in evidenza nessuna variazione.

2. - Per paragonare tra loro i campioni secondari, cioè i campioni nazionali di frequenza, la tecnica dispone di metodi diversi, specialmente dei seguenti;

a) metodi con trasporto di apparati:

1° confronto diretto di due frequenziometri,

2° confronto di più frequenziometri con un apparato portatile; cioè con un apparecchio che si trasporterebbe da un paese ad un altro.

b) metodi senza trasporto di apparato:

1° emissione di onde campionate, siano esse campionate in alta frequenza od in bassa (onde modulate)

2° misure simultanee di une stessa onda emessa non campionata, ma sufficientemente stabile, per permettere delle misure concordanti.

È stato ritenuto che tutti questi metodi hanno i loro vantaggi ed i loro inconvenienti e che hanno tutti, fin da ora, una precisione sufficiente per la pratica; perciò conviene di non respingerne nessuno, ma di utilizzarli parallelamente cercando di perfezionarli continuamente.

PARERE N. 10 - GRADO DI PRECISIONE DEI FREQUENZIOMETRI - 1) - I frequenziometri utilizzati nelle stazioni trasmittenti devono essere ad un tempo esatti, precisi e costanti.

Con apparati non muniti di speciali dispositivi (termostati, cristalli, ecc.), è possibile raggiungere una precisione di taratura pari a un decimillesimo (1/10.000).

Mediante disposizioni e con precauzioni speciali è possibile raggiungere una precisione da due a cinque centomillesimi (2/100.000 a 5/100.000).

Per gli apparati destinati alle stazioni costiere, alle stazioni mobili (navi ed aeronavi) e per tutti quelli che devono essere utilizzati in contrade lontane in condizioni locali e climatiche sfavorevoli, come nelle colonie, la precisione del campionamento non supera

i tre o quattro millesimi (3/1.000 ÷ 4/1.000) all'ora attuale, ma si nutre fiducia che i costruttori potranno fornire strumenti di misura semplici e pratici, convenienti ai climi tropicali, e che diano una precisione superiore.

2) - Per quanto concerne i frequenziometri-campioni assoluti di frequenza ed i campioni secondari, la precisione di misura da raggiungere è almeno di un centomillesimo (1/100.000).

3) - Conviene che siano fatti degli sforzi per aumentare i gradi di precisione sopraindicati.

4) - La precisione dei frequenziometri impiegati deve, in ogni modo, essere tale che permetta alla stazione radioelettrica interessata di mantenersi nei limiti della tolleranza indicata nella tabella annessa al parere n. 14.

PARERE N. 11. - CAMPIONI NAZIONALI DI FREQUENZA: MISURE DI FREQUENZE. - 1° - È opportuno che sia stabilito, da ogni nazione, un laboratorio nazionale munito di un campione di frequenza che deve servire di base alle misure di frequenze per le stazioni di detta nazione.

2° - Sarà domandato all'Ufficio Internazionale di Pesi e Misure che voglia studiare la possibilità di organizzare dei confronti internazionali dei campioni nazionali di frequenza.

3° - Ogni paese sarà libero di organizzare, come meglio gli converrà, la misura delle frequenze delle stazioni importanti del suo territorio, prendendo come base il suo campione nazionale.

4° - Questa organizzazione non impedisce i paesi, gli organismi concessionari o i gruppi di organismi concessionari, di concludere accordi tra loro per stabilire dei laboratori e delle stazioni di misure, incaricate di effettuare il controllo per una o più delle gamme di frequenze più o meno estese; è conveniente, anzi, che simili laboratori e stazioni di misure continuino a funzionare, o siano creati.

PARERE N. 12 - COMUNICAZIONE RECIPROCA DI INFORMAZIONI RELATIVE ALLE MISURE. - Il Comitato Consultivo Interna-

zionale Radiotelegrafico raccomanda che le Amministrazioni si diano mutuamente conoscenza, per mezzo dell'Ufficio Internazionale dell'Unione Telegrafica, dei loro metodi di costruzione e di confronto dei campioni di misura, per permettere il perfezionamento dei campioni nazionali.

PARERE N. 13 - UNIFORMAZIONE DELLE CONDIZIONI TECNICHE DA IMPORRE AGLI AMATORI. - Il Comitato Consultivo Internazionale Radiotelegrafico riconosce che non è attualmente possibile di stabilire delle norme relative alle licenze di radiodilettanti, le quali siano applicabili in tutti i paesi del mondo, e che questa questione dovrà fare oggetto, sia di accordi regionali, sia di decisioni nazionali.

(Continua)

Il comando unico negli apparecchi :: ::
:: :: :: a cambiamento di frequenza

È noto che in un apparecchio ricevente a cambiamento di frequenza l'accordo deve essere fatto col controllo simultaneo del circuito di sintonia e di quello dell'oscillatore interno. Tale accordo viene effettuato generalmente con la regolazione dei due condensatori variabili appartenenti ai circuiti suddetti. Si tratta quindi di due comandi i quali devono essere manovrati secondo una determinata corrispondenza che, nel caso di un'apparecchio ben tarato, è stabilita da una tabella o da un grafico. Quando i due condensatori non sono fissati su graduazioni corrispondenti possono verificarsi nell'apparecchio oscillazioni parassite, le quali attraverso la rivelazione e la media frequenza acquistano spesso una frequenza acustica che è sgradevolmente rivelata dall'altoparlante o, dal casco.

Da ciò si comprende bene che l'applicazione dell'apparecchio di un dispositivo che permetta di mantenere i due condensatori variabili costantemente in posizioni sempre corrispondenti entrambi potendo essere manovrati con un unico comando porterebbe i seguenti principali notevoli vantaggi:

1° - Considerevole semplificazione nella manovra d'accordo che potrebbe essere fatta con un unica manopola senza necessario aiuto di tabelle, grafici od altri dati la cui lettura per quanto semplice è sempre scomoda e sgradita al profano ed in ogni caso è causa di una perdita di tempo.

2° - Abolizione di tutti i rumori sgradevoli che durante l'accordo, per quanto sopra è detto, sono inevitabilmente prodotti dall'altoparlante o dal casco.

Il problema del comando unico nelle supereterodine, pertanto, è stato ed è oggetto di studio specialmente da parte delle case

costruttrici che hanno interesse a semplificare le manovre degli apparecchi per renderli maggiormente pratici e accessibili al pubblico profano. Ma finora esso non ha avuto soluzioni veramente perfette, e solo qualche casa costruttrice è riuscita a risolverlo con approssimazione.

Si ritiene opportuno esaminare ed impostare tale problema in forma analitica con lo scopo di vedere quali soluzioni esso presenti e quali di queste possono essere prese in considerazione per applicazioni pratiche.

*
* *

L'equazione caratteristica del cambiamento di frequenza, come è noto, è:

$$f_1 = f \pm F \tag{1}$$

dove

F = frequenza intermedia
f = frequenza del circuito di sintonia (o dell'oscillazione incidente)
f_1 = frequenza dell'oscillatore interno.

inoltre si sa che:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\,C}}, \quad \text{e} \quad f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1\,C_1}} \tag{2}$$

dove L e L_1, C e C_1 sono le induttanze e le capacità rispettivamente dei due circuiti.

Ora il metodo che sembra più semplice per ottenere che i condensatori variabili C e C_1 siano regolati con un unico comando è quello di montarli con le placche mobili fissate ad uno stesso asse; allora le capacità saranno entrambe funzione della stessa variabile θ, angolo di rotazione dell'asse comune:

$$\left.\begin{aligned} C &= \varphi(\theta) \\ C_1 &= \varphi_1(\theta) \end{aligned}\right\} \tag{3}$$

Con ciò ponendo $K = 2\pi\sqrt{L}$ e $K_1 = 2\pi\sqrt{L_1}$ la (1) si potrà scrivere:

$$K_1 \left[\varphi_1 (\theta) \right]^{-\frac{1}{2}} = K \left[\varphi (\theta) \right]^{-\frac{1}{2}} \pm F$$

da cui:

$$\varphi_1 (\theta) = \frac{1}{\left\{ \frac{K}{K_1} \left[\varphi (\theta) \right]^{-\frac{1}{2}} \pm \frac{F}{K_1} \right\}^2} \qquad (4)$$

Si ha così una relazione che può indicare quale deve essere la legge di variazione del condensatore dell'oscillatore $\varphi_1 (\theta)$ fissata che sia la legge di variazione del condensatore di accordo $\varphi (\theta)$ entrambe in funzione dell'angolo di rotazione dell'asse comune.

Esaminiamo quali possono essere le soluzioni pratiche del problema:

1ª SOLUZIONE

Scelto per il circuito d'accordo un condensatore C variabile con legge nota $\varphi (\theta)$ si può costruire per l'oscillatore un conden-

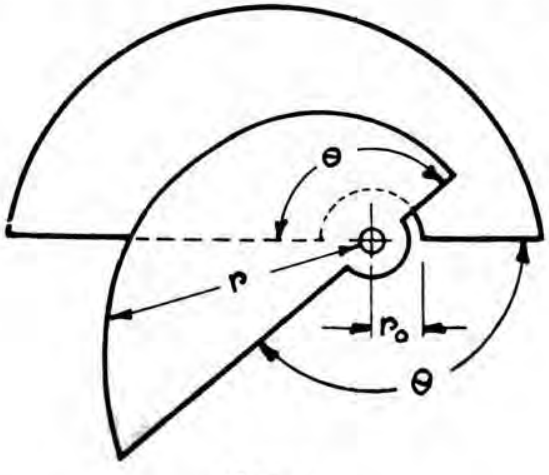


FIGURA 1.

satore variabile con la legge $\varphi_1 (\theta)$ ricavata dalla (4). Il profilo

delle placche mobili di questo condensatore è allora definito dall'espressione:

$$r = \sqrt{\frac{\varphi(0)}{Q} + r_0^2}$$

dove Q è una costante che dipende dalle dimensioni del condensatore.

L'applicazione pratica di una tale soluzione presenta però svariate difficoltà dovute principalmente al fatto che per una buona riuscita le capacità distribuite dai circuiti accordato e oscillatore interno dovrebbero essere perfettamente eguali ed avere un valore assai piccolo di fronte alle capacità variabili. Inoltre qualche difficoltà potrebbe presentare l'esatta determinazione delle costanti K e K_1. Pertanto è forse opportuno ricercare altre soluzioni del problema che si possono facilmente ottenere ricorrendo a qualche artificio. Così si può osservare che la (4) viene considerevolmente semplificata ponendo:

$$K = K_1$$

esso diventa infatti:

$$\varphi_1(0) = \frac{1}{\left\{\left|\varphi(0)\right|^{-\frac{1}{2}} \pm \frac{F}{K}\right\}^2} \qquad (5)$$

L'uguagliare le due costanti significa in pratica costruire i circuiti, accordato e oscillatore, in modo che siano eguali i valori delle induttanze. Ciò è in effetto possibile; e allora in questo caso si presentano altre soluzioni del problema che si tratta.

2ª SOLUZIONE.

Data la relazione (5) si potrebbe domandare se esiste una funzione $\varphi(0)$ tale che la $\varphi_1(0)$ risulti della stessa forma; ciò significherebbe adoperare per i due circuiti due condensatori variabili con la stessa legge. A questo quesito si può rispondere affermativamente e si può inoltre precisare che la funzione $\varphi(0)$ cercata deve essere della forma:

$$\varphi_1(0) = \frac{a}{0^2} \qquad (6)$$

Deve cioè il condensatore di accordo essere a variazione lineare di frequenza.

In tal caso si ottiene infatti

$$\varphi_1(0) = \frac{a}{\left(0 \pm \frac{F\sqrt{a}}{K}\right)^2} \qquad (7)$$

la quale ci dice che il condensatore dell'oscillatore è, come è appunto si voleva, anch'esso a variazione lineare di frequenza. Ma vi è di più: confrontando la (7) con la (6) si osserva che le due funzioni hanno il coefficiente a in comune e pertanto si può stabilire che i condensatori oltre ad essere variabili con la stessa legge sono anche perfettamente uguali; solamente il secondo ha le placche mobili sfasate di un certo angolo rispetto alle placche mobili del primo; tale sfasamento è rappresentato da:

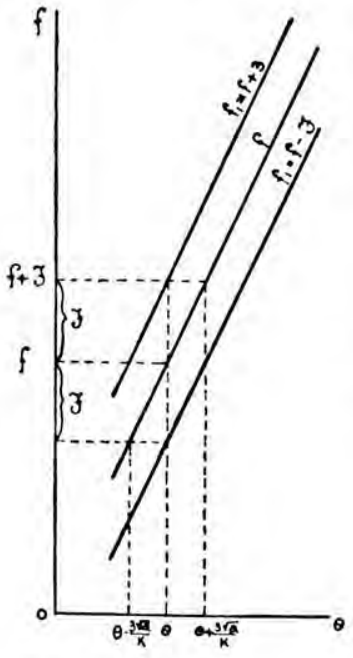


FIGURA 2.

$$\Delta 0 = \pm \frac{F}{K}\sqrt{a}$$

La figura 2 rappresenta come variano le frequenze dell'oscillatore e del circuito accordato in funzione di 0 nei due casi in cui si sia considerata la (7) sotto la forma $\frac{a}{\left(0 - \frac{F\sqrt{a}}{K}\right)^2}$ oppure $\frac{a}{\left(0 + \frac{F\sqrt{a}}{K}\right)^2}$ cioè che equivale ad aver adottata per il circuito oscillante rispettivamente la frequenza superiore o quella inferiore.

Per l'applicazione pratica di una tale soluzione è evidentemente necessario che lo sfasamento rappresentato da $\frac{F\sqrt{a}}{K}$ sia una piccola percentuale di 0_{max} cioè dell'angolo totale di rotazione delle placche mobili, perchè di tale angolo massimo se ne può utilizzare solamente la differenza

$$0_{max} - \frac{F\sqrt{a}}{K}$$

Pertanto è opportuno esaminare un caso pratico, per es. quello di un'apparecchio ricevente per onde da 200 a 600 metri, e verificare se la condizione sopradetta nei riguardi dello sfasamento è soddisfatta.

Si abbiano allora due comuni condensatori a V. U. F. perfettamente uguali, con le placche mobili rotanti di 180°. Sia il quadrante graduato in centesimi cioè sia 0 variabile da 0 a 100. Siano inoltre i valori limiti della capacità:

$C_{min} = 0.02$ m. $\mu F = 2 \times 10^{-11} F$ (per $0 = 100$) (capacità residua)

$C_{max} = 0.5$ m. $\mu F = 5 \times 10^{-10} F$ (per $0 = 20$)

La figura 3 rappresenta le variazioni della frequenza di un circuito oscillante nel quale sia impiegato uno di tali condensatori la cui variazione di capacità per valori di 0 compresi fra 20 e 100 è definita dalla

$$\varphi(0) = C - \frac{a}{0^2}$$

Il coefficiente a del condensatore è definito dai valori limiti di C e di 0 e cioè per $0 = 100$ si ha (per C in farad)

$$2 \times 10^{-11} = \frac{a}{10^4}$$

cioè:

$$a = 2 \times 10^{-7}$$

Si abbia nei circuiti una induttanza di 200 μH, per cui

$$K = \frac{1}{2\pi\sqrt{L}} = \frac{10^2}{2\pi\sqrt{2}}$$

E sia infine $F = 10^5$ (3000 metri).

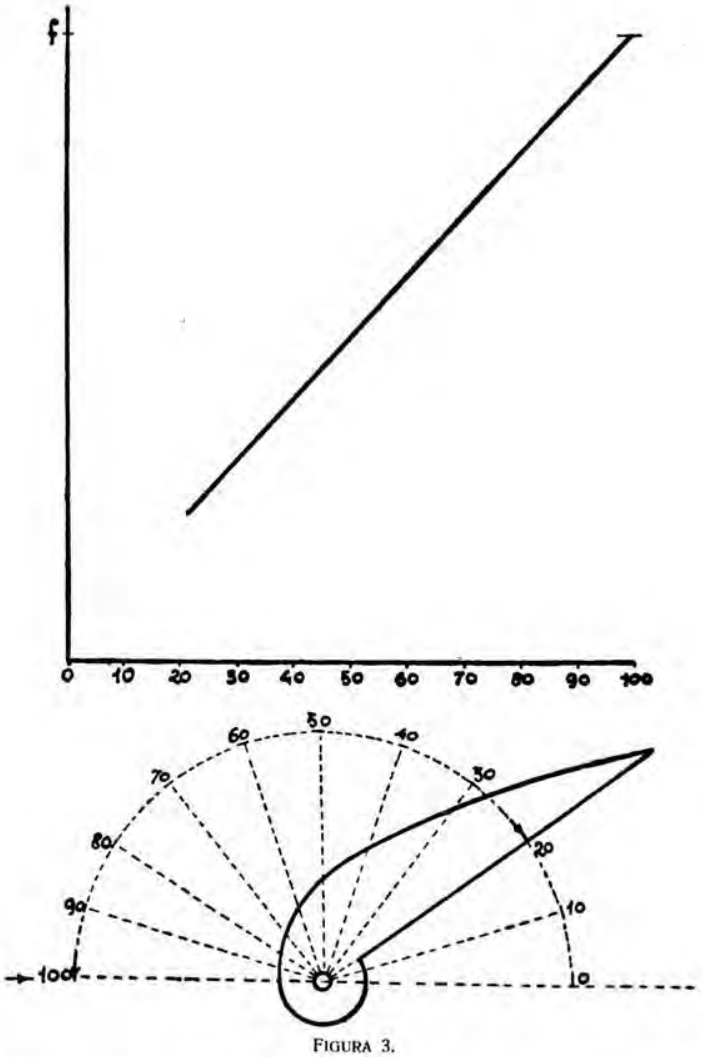


FIGURA 3.

Lo sfasamento che dovranno avere le placche mobili dei condensatori è definito dalla $\frac{F\sqrt{a}}{K}$

dove $K = \frac{1}{2\pi\sqrt{L}}$ ossia

$\Delta\theta = 10^5 \times \sqrt{2.10^{-7}} \times 2\pi\sqrt{2} \times 10^{-2} = \frac{4\pi}{\sqrt{10}} = \sim 4$ (graduazioni centesimali)

Il piccolo sfasamento che da questo esempio si ricava, dimostra che la soluzione è possibile in pratica pel caso di un'apparecchio destinato alla ricezione delle radiodiffusioni circolari.

Impiegando due condensatori a V. U. F. dalle caratteristiche uguali a quelle dei sopracitati, il grafico della figura 4 mostra

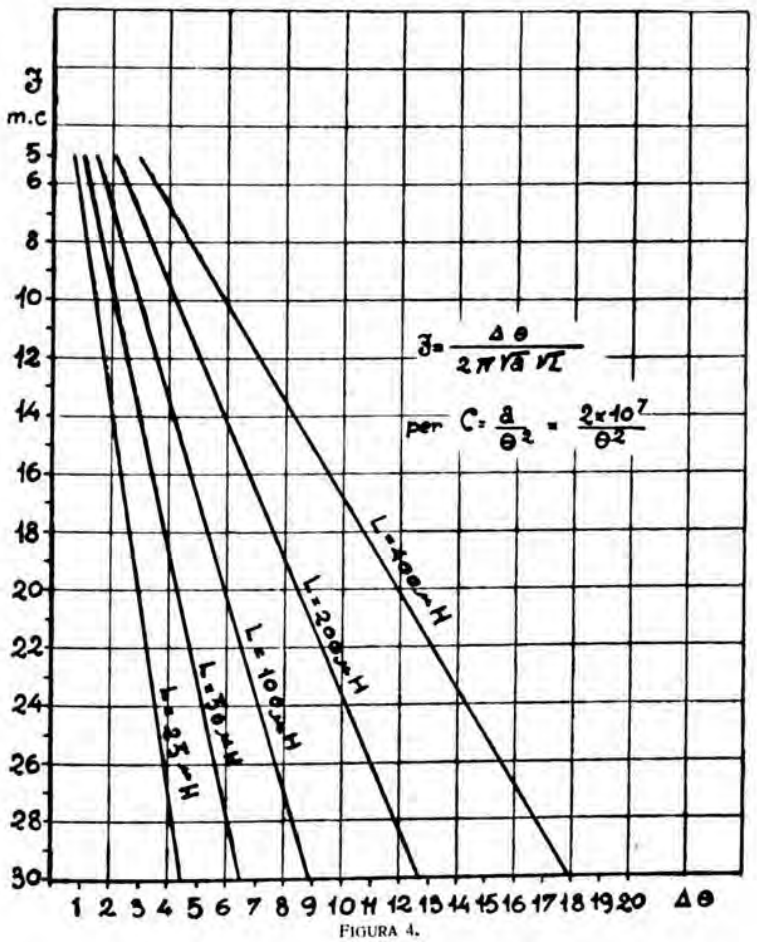


FIGURA 4.

quali valori possa assumere lo sfasamento da assegnare alle armature mobili in funzione del valore comune delle induttanze dei due circuiti (di accordo e oscillatore) e del valore della media frequenza che si vuol ottenere.

Si potrebbe osservare che una simile soluzione porta l'inconveniente di ridurre sensibilmente la zona utile dal quadrante dei condensatori. Nei comuni condensatori a V. U. F. tale zona utile è già minore di 180°, dell'ampiezza massima cioè di rotazione del quadrante, per il fatto che nel tracciare il profilo delle placche mobili secondo l'equazione

$$r = \sqrt{\frac{S}{\theta^3} + r_o^2}$$

Non è possibile considerare i valori di θ vicino allo 0; diversamente si otterrebbe per r valori troppo grandi per la pratica. Si assume pertanto in generale come valore massimo di r quello corrispondente a $\theta = 36°$ circa ciò che riduce l'ampiezza di rotazione utile delle placche mobili del 20 %. Se a questa riduzione si aggiunge quella dovuta allo sfasamento dei rotori di 2 condensatori fissati in tandem che può essere circa del 5 % si ha una riduzione totale di circa $^1/_4$ del quadrante. Tale inconveniente non è estremamente grave e sarebbe pienamente compensato dei vantaggi che si ottengono col comando unico. Ma vi è anche modo di eliminarlo, e ciò si può fare impiegando dei condensatori dal profilo calcolato con la seguente formula: (1)

$$r^2 = \frac{4\,n^2}{\pi} A_e \frac{n-1}{x^3} + r_o^2 \qquad (8)$$

dove si ha, oltre ad r ed r_o che hanno i valori stabiliti dalla figura 1,

$A_e = \dfrac{C_e}{C_o}$ area affacciata che darebbe una capacità affacciata uguale a quella esterna C_e (C_o = capacità per cm² di area affacciata).

$x = \dfrac{\theta}{180°}(n-1) + 1$ variabile ausiliaria definita dalla relazione $x = f(\theta)$ e che varia da 1 ad n mentre θ varia da 0 al max.

n indice di variazione, cioè rapporto tra massima e minima frequenza consentita dal condensatore.

---

(1) c.f.r. - L. Sacco - Memoria sui condensatori differenziali. - (Tipo-Lito Off. R. T. ed E. del G. M. - Roma 1927) - pag. 34 § 24.

Condensatori così calcolati hanno una capacità variabile con legge a V. U. F. su tutto il campo di variazione di ϑ e pertanto l'ampiezza di rotazione utile non viene più ridotta dal 20 %.

Ma meglio ancora si prestano a questa soluzione di monocomando i condensatori differenziali (1) i quali come è noto possono progettarsi in modo che l'ampiezza massima di rotazione dell'armatura mobile sia maggiore di 180°.

L'applicazione dei condensatori differenziali, al dispositivo sopra descritto per il cambiamento di frequenza a comando unico suggerisce inoltre una semplificazione che può tornar utile in certi casi dove la variazione totale di capacità richiesta sia relativamente piccola e dove lo sfasamento $\Delta\vartheta$ dei rotori sia rilevante. Invece di disporre due condensatori differenziali in tandem con le armature mobili calettate ad un angolo $\Delta\vartheta$ si tratterebbe di usare una sola armatura mobile accoppiata a due armature fisse disposte nello stesso piano e ruotate una rispetto all'altra di un angolo $\Delta\vartheta$.

È naturale che un tale dispositivo potrebbe realizzarsi solo facendo:

$$\Delta\vartheta \geq \varphi$$

dove φ è l'apertura angolare delle placche fisse. Si avrebbe così un *condensatore differenziale a doppia armatura fissa.*

Nel montaggio il rotore di tale condensatore dovrebbe essere collegato al negativo del filamento; una delle armature fisse al circuito d'accordo, l'altra al circuito oscillatore interno.

Un « comando unico » realizzato con un tale condensatore differenziale a doppia armatura fissa conferirebbe senza dubbio semplicità ed eleganza al montaggio.

La figura 5 mostra il modo di collegare un tale condensatore ai vari organi di un apparecchio a cambiamento di frequenza progettato con i sistemi più noti.

La tavola I contiene il progetto di massima di un condensatore differenziale a doppia armatura fissa destinato a servire in una supereterodina per onde corte. Il rotore dalle placche a profilo

(1) c.f.r. - L. SACCO - memoria citata.

continuo, con un indice di variazione $n = 1{,}4$, si muove per un quadrante di 180°. Lo sfasamento delle armature fisse è di 90°

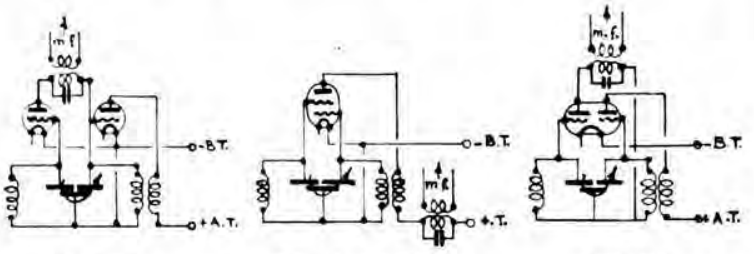


FIGURA 5.

come l'ampiezza di ognuna delle armature stesse. La figura 7 riproduce le caratteristiche di tale condensatore corrispondenti ad una induttanza di $2\,\mu\,H$.

3ª SOLUZIONE.

Consideriamo l'equazione (5) che può essere messa sotto la forma

$$C_1 = \frac{1}{\frac{1}{C} + \frac{F^2}{K^2} + \frac{2F}{K\sqrt{C}}} \qquad (8)$$

e supponiamo di voler risolvere il problema utilizzando una coppia di condensatori variabili a variazione qualunque, uguali e disposti in tandem. L'uno dei condensatori essendo destinato al circuito accordato, si vuol trovare un dispositivo fisso e stabile che collegato con quello dei condensatori destinato al circuito oscillatore modifichi il valore della sua capacità variabile (che è C) in C_1.

Si osservi intanto che i tre termini $\frac{1}{C}$; $\frac{F^2}{K^2}$; $\frac{2F}{K\sqrt{C}}$ rappresentano gli inversi di tre capacità e che quindi C_1 rappresenta la capacità totale di una serie di tre condensatori rispettivamente di valore C; $\frac{K^2}{F^2}$ e $\frac{K\sqrt{C}}{2F}$. Poichè si desidera collegare il con-

TAVOLA I.

	Capacità in $\mu\mu F$ A	Capacità in $\mu\mu F$ B	Ind.za μH	Frequenza mc. A	Frequenza mc. B	
max	200	128,2	9	374,5	468	**min**
min	88,9	65,4		562	565,5	**max**

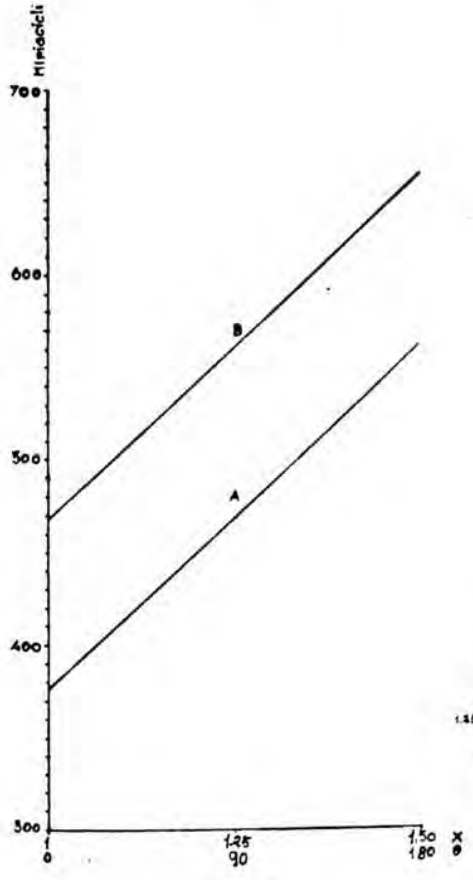


FIGURA 7.

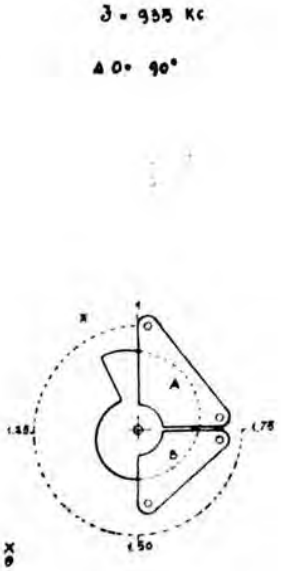


FIGURA 6.

densatore dell'oscillatore con un dispositivo che non richieda nessuna regolazione durante l'accordo dell'apparecchio non è possibile risolvere il problema col porre in serie a C due condensatori di valore $\frac{K^2}{F^2}$ e $\frac{K \sqrt{C}}{2F}$. Il secondo di questo a causa del termine $\sqrt{C}$ contenuto dall'espressione del suo valore non può essere fisso. Si può però risolvere il problema aggiungendo in serie a C una prima capacità fissa di valore $\frac{F^2}{K^2}$ ed una seconda pure fissa di un valore tale che equivalga ad un dipresso al valore medio assunto da $\frac{K \sqrt{C}}{2F}$ variando C da C_{min} a C_{max}, nel caso pratico considerato. Ciò equivale a porre in serie con C una unica capacità fissa di un valore X che sia opportunamente inferiore a $\frac{K^2}{F^2}$.

Per trovare il valore opportuno di questa capacità X tale che sia

$$\frac{1}{\frac{1}{C}+\frac{1}{X}} = C'_1 \leq C_1$$

consideriamo le rappresentazioni grafiche delle due equazioni (8) e (9); esse sono date rispettivamente dalla curva A e B della figura 8.

Supponiamo che il campo di variabilità della C sia presso a poco compreso fra i valori m e n dell'ascissa nella figura 8. Ora se si vuole ottenere un risultato possibile occorre che i valori che si ottengono in pratica con C_1, non differiscono da quelli teorici, che si dovrebbero ottenere con C_1 più di 6 $\mu\mu F$.

Infatti un spostamento di 6 $\mu\mu F$ nel condensatore dell'oscillatore di una super per onde medie può essere ancora tollerato (senza che la ricezione venga molto diminuita) quando la curva di risonanza dal circuito di m. f. è molto ampia.

Allora la curva B dovrà essere tale che per un valore di C definito dall'equazione

$$\frac{d\,C'_1}{d\,C} = \frac{d\,C_1}{d\,C} \qquad (10)$$

(tangenti parallele e quindi massima distanza fra le curve) sia

$$C'_1 - C_1 \leq 6\ \mu\mu\ F \tag{11}$$

Sostituendo a C_1 e C'_1 i valori dati dalla (8) e dalla (9) rispettivamente e fissata la costante $\frac{F^2}{K^2}$ secondo il caso considerato, si può, risolvendo il sistema (10) e (11), determinare X.

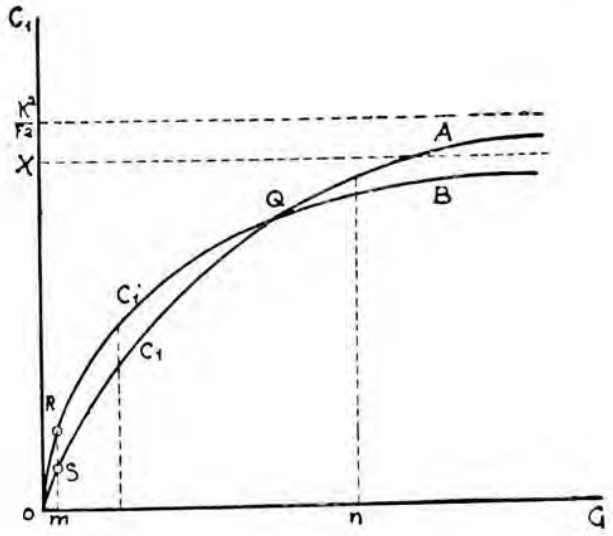


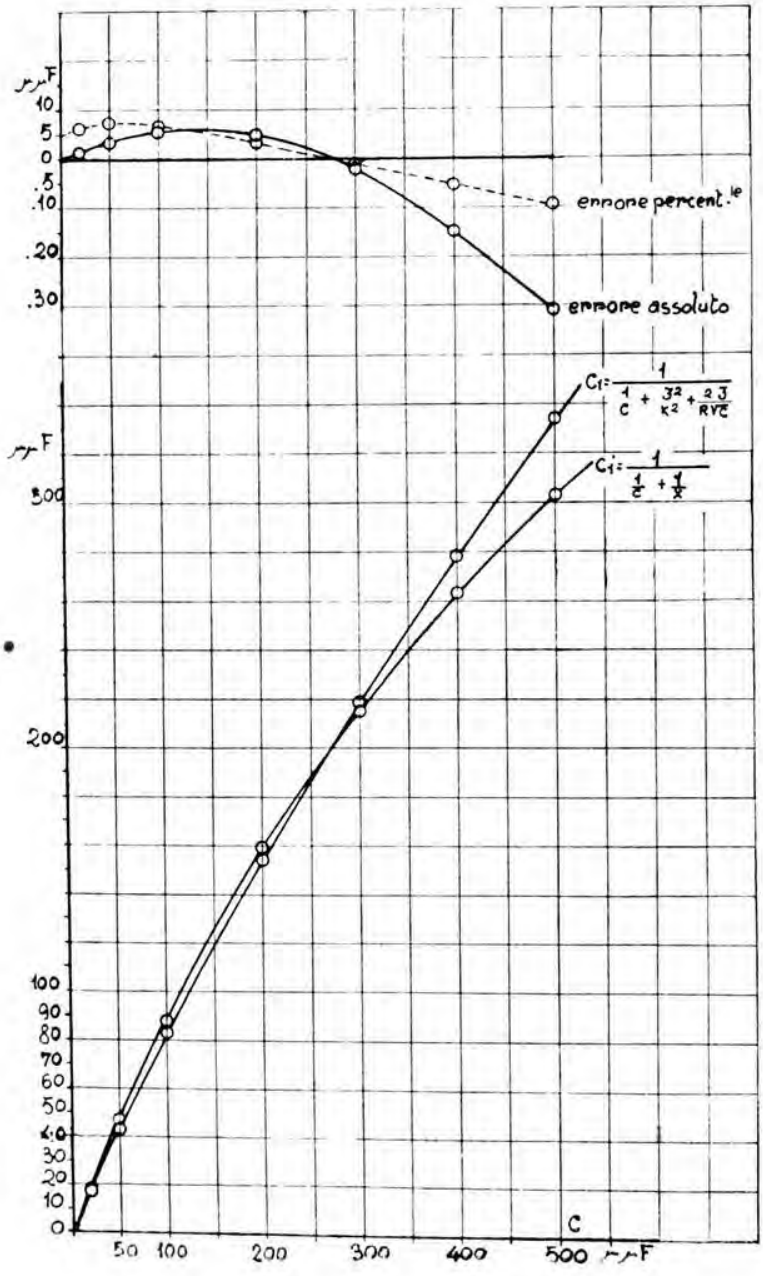
FIGURA 8.

La tavola II rappresenta il risultato ottenuto col procedimento precedente in un caso in cui si è fissato $\frac{F^2}{K^2} = 10^8$. Il valore del condensatore X da aggiungere in serie al condensatore variabile nel circuito oscillatore è risultato di 765 $\mu\mu F$ e la condizione

$$C'_1 - C_1 \leq 6\ \mu\mu\ F$$

è verificata per tutto l'intervallo di variabilità della C da 0 a 330 $\mu\mu F$.

TAVOLA II.



$\frac{F^2}{K^2} = 10^8$ (unità pratiche)

$X = 765 \times 10^{-12}$ Farad

C μμF	C_1 μμF	C'_1 μμF	e ass.	e %
20	18.33	19.45	1.12	6.15
50	43.65	46.8	3.15	7.22
100	82.65	88	5.35	6.48
200	153.7	158.5	4.8	3.12
300	218	215.5	2.5	1.15
400	278	263	15	5.40
500	334	303	31	9.30

Un ricevitore con un tale dispositivo e con un circuito di media frequenza accordato su 3000 m. è sensibile su una gamma d'onda compresa fra 200 e 550 metri. È però necessario, come si è detto, che la media frequenza abbia una curva di risonanza molto ampia.

Qualora occorrendo una maggiore selettività questa condizione non si potesse realizzare la soluzione sopra descritta risulterebbe troppo grossolana e non accettabile. Vi è però modo di ottenere un risultato più preciso.

Si consideri la figura 8, si vede che per ridurre la differenza $C'_1 - C_1$ nel campo di variabilità della C compresa fra m ed n occorrerebbe, per così dire, far ruotare la curva B intorno al punto Q e portare il punto R a coincidere con S. Per ottenere ciò bisognerebbe modificare la funzione C'_1 della (9) diminuendo la variabile C di una quantità costante ε; bisognerebbe cioè poter ottenere per C'_1 una variazione definita da:

$$C'_1 = \frac{1}{\frac{1}{C - \varepsilon} + \frac{1}{X}} \qquad (12)$$

Vedremo poi se e come sarà possibile in pratica costruire un dispositivo fisso che collegato col condensatore variabile del circuito oscillatore, come sopra è detto, dia per il circuito considerato, al variare di G, la capacità definita dalla (12).

Intanto vediamo quale dovrebbe essere il valore di ε in un caso reale

Siano in figura 9 le due curve A e B le rappresentazioni grafiche rispettivamente dell' equazioni (8) e (12); fissata la costante $\frac{F^2}{K^2}$ e il campo di variabilità della C si possono fissare a piacere i due valori di C_1 che dovranno essere comuni alle curve A e B, corrispondendo nella figura 9 ai punti Q e R.

Converrà prendere C_{1R} corrispondente al valore minimo di C (C_{min}) nel caso che si considera, e per C_{1a} un valore di C_1 corrispondente ad un valore di C un pò minore di C_{max}.

Fissati così C_{1R} e C_{1Q} si potrà scrivere:

$$\frac{1}{\frac{1}{C_{min}} + \frac{F^2}{K^2} + \frac{2F}{K\sqrt{C_{min}}}} = \frac{1}{\frac{1}{C_{min} - \varepsilon} + \frac{1}{X}} \qquad (13)$$

$$\frac{1}{\frac{1}{C_q} + \frac{F^2}{K^2} + \frac{2F}{K\sqrt{C_q}}} = \frac{1}{\frac{1}{C_q - \varepsilon} + \frac{1}{X}} \qquad (14)$$

Sistema di equazione che risolto dà i valori di ε e X.

Se si considera il caso di ricezione per onde medie si trova che il valore di ε risulta piccolissimo, dell'ordine di qualche $\mu\mu F$.

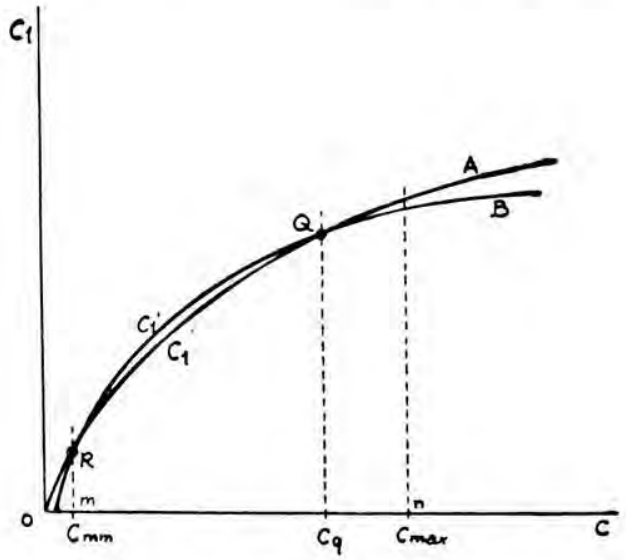


FIGURA 9.

Questo risultato è molto importante perchè essendo ε dell'ordine di grandezza di pochi $\mu\mu F$ si può benissimo con un artificio ottenere per il circuito oscillatore una capacità complessiva che vari con C secondo la legge stabilita dalla (12) potendo così realizzare un dispositivo che risolva con buona approssimazione il problema.

Vediamo ora quale artifizio bisogna usare per ottenere ciò.

Consideriamo la frequenza del circuito accordato

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L} \sqrt{C + a}} \tag{15}$$

come dovuta non più solamente alla capacità variabile C ma ad una capacità somma della variabile e di una fissa a la quale è rappresentata in piccola parte della capacità distribuita e per il resto da un condensatore fisso posto in parallelo a quello variabile. Trascurando la capacità distribuita diremo che il condensatore fisso in parallelo suddetto ha il valore a.

Un uguale condensatore a sarà posto in parallelo al secondo condensatore variabile, quello dell'oscillatore. Tale condensatore sarà però fisso regolabile. La capacità del circuito oscillatore risulterà:

$$C_1 = \frac{1}{\frac{1}{C + a} + \frac{F^2}{K^2} + \frac{2F}{K\sqrt{C + a}}}$$

Se ora aggiustiamo il condensatore fisso regolabile dando alla sua capacità un valore un pò minore di a e cioè

$$a - \varepsilon$$

abbiamo ottenuto nel circuito dell'oscillatore una capacità espressa dall'equazione:

$$C_1 = \frac{1}{\frac{1}{(C + a) - \varepsilon} + \frac{1}{X}} \tag{16}$$

dove $C + a$ è anche la capacità del circuito accordato.

Si è così realizzato nel circuito oscillatore un complesso di condensatori la cui capacità complessiva C_1 al variare di C varia con la legge desiderata, secondo la (12).

Lo schema di un tale dispositivo che in certi casi pratici risolve molto bene il problema del comando unico è quello della figura 10.

Nella tavola III è illustrato il seguente esempio pratico di applicazione del dispositivo suesposto ad una supereterodina destinata alla ricezione della radiodiffusione (250 - 600 m.).

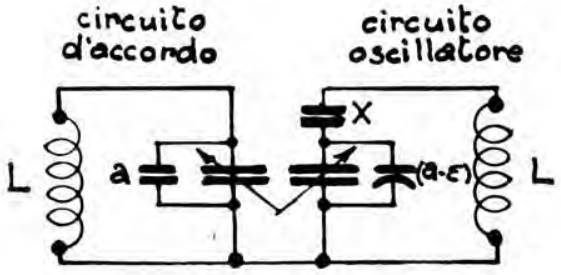


FIGURA 10.

Sia disponibile una coppia di condensatori variabili (con legge qualunque) in tandem ciascuno di una capacità di 400 $\mu\mu F$ e con una capacità residua di circa 20 $\mu\mu F$.

Si fissi inoltre:

$$\frac{F^2}{K^2} = 10^8$$

$a = 30\ \mu\mu F$

$C_{min} = 80\ \mu\mu F$ (limite inferiore della variabilità della capacità di ognuno dei due circuiti a compresa).

$C_{max} = 420\ \mu\mu F$ (limite superiore di variabilità della capacità complessiva di ognuno dei due circuiti a compresa).

$C_0 = 300\ \mu\mu F$.

Allora il sistema formato dalle equazioni (11) e (12) diventa

$$\frac{1}{\frac{1}{0{,}8}\,18^{10} + 10^8 + \frac{2}{\sqrt{0{,}6}}\,10^9} = \frac{1}{\frac{1}{0{,}8 \times 10^{-10} - \varepsilon} + \frac{1}{X}}$$

$$\frac{1}{\frac{1}{3}\,10^{10} + 10^8 + \frac{2}{\sqrt{3}}\,10^9} \quad \frac{1}{\frac{1}{3 \times 10^{-10} - \varepsilon} + \frac{1}{X}}$$

Risolvendo si hanno per X ed ε i seguenti valori:

$$\left.\begin{array}{l} X = \sim 850\ \mu\mu F. \\ \varepsilon = \sim 7\ \ \mu\mu F. \\ (a - \Sigma) = 25\ \mu\mu F. \end{array}\right\}$$

e di conseguenza:

La tavola III mostra i risultati che si sono ottenuti nel caso considerato. Si noti che le due curve C_1 e C'_1 rappresentanti le variazioni teorica e reale rispettivamente della capacità nel circuito oscillatore, sono, nel campo di variabilità della C considerato, molto vicine e ciò attesta il buon risultato che si può ottenere con questo sistema. La curva degli errori mostra che nel suddetto campo di variabilità della C si ha al massimo un difetto di 10 $\mu\mu F$ di capacità all'estremo limite superiore, ciò che produce una variazione di 1,3 miriacicli nella media frequenza, variazione che può essere ben tollerata da un circuito a curve di risonanza, anche non molto ampia.

*
* *

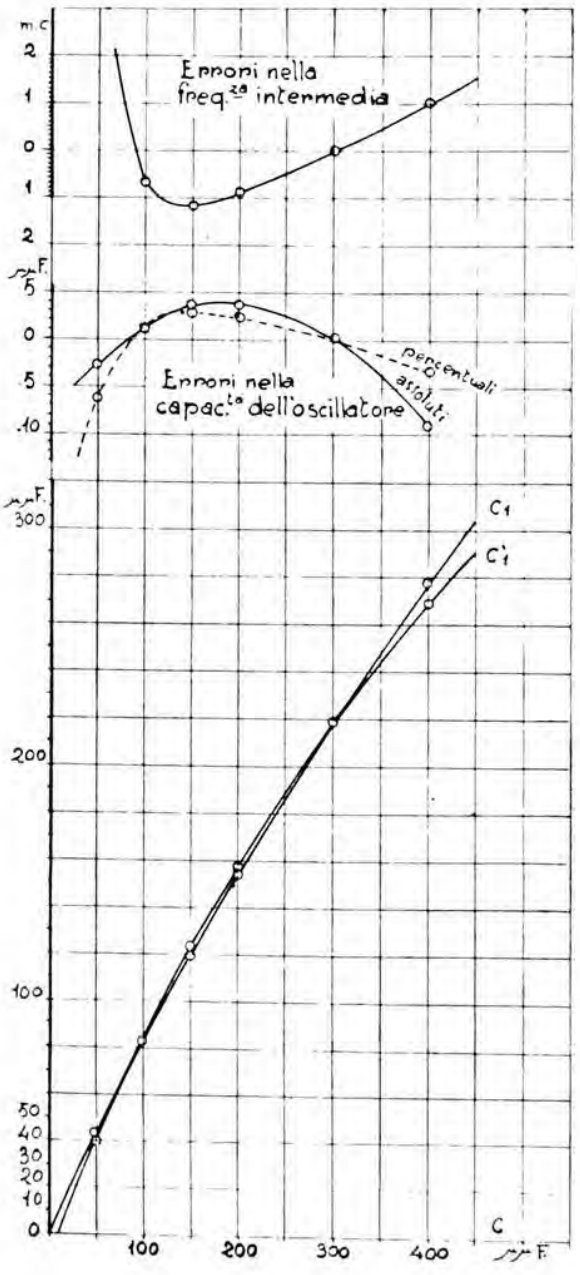
Tutte le soluzioni fin qui considerate come si è detto a pagina 19 sono state ottenute montando i due condensatori con le armature mobili fissate ad uno stesso asse rotante. Altri metodi per giungere ad una buona soluzione di monocomando non sembrano meritevoli di essere presi in considerazione ad eccezione di uno che si ritiene utile descrivere in questa nota perchè porta ad una 4ª soluzione del problema trattato che è forse la più pratica.

4ª Soluzione.

Si abbiano due condensatori variabili a rotazione con legge qualunque. Le loro rispettive capacità saranno funzione degli angoli di rotazione θ e θ_1 dei loro assi indipendenti

$$\left.\begin{array}{l} C = \varphi\ (\theta) \\ C_1 = \varphi_1\ (\theta_1) \end{array}\right\} \qquad (17)$$

TAVOLA III.



DATI.

Capacità dei cond. var. 400 $\mu\mu F$.

Frequenza interm. $F = 1\,10^5$ cicli.

$\frac{I^2}{K^2} = 10^8$ (unità pratiche).

$a = 30\ \mu\mu F$.

$C_{max} = 430\ \mu\mu F$ (a compresa).

$C_{min} = 80\ \mu\mu F$ (a compresa).

RISULTATI.

$X = 850\ \mu\mu F$.

$\omega = 7\ \mu\mu F$.

Capacità del circuito d'accordo	Capacità teorica del circ. oscillante	Capac. reale del circuito oscillante	Errore assoluto	Errore percentuale	Frequenza intermedia reale	Errore nella frequenza intermedia
C $\mu\mu F$	C_1 $\mu\mu F$	C'_1 $\mu\mu F$	e $C'_1 - C_1$	$e\,\%$ $\frac{e \times 100}{C_1}$	F' m.c.	dF m.c.
50	43.65	40.90	− 2.75	− 6.30	14.9	+4.9
100	82.65	83.7	+ 1.05	+ 1.27	9.3	−0.7
150	119.1	122.6	+ 3.50	+ 2.94	8.8	−1.2
200	153.7	157.2	+ 3.50	+ 2.28	9.1	−0.9
300	218	218	0.00	0.00	10	0.0
400	278	269	−9.—	−3.35	11	+1.0

Allora la relazione (4) a pagina 20 per il cambiamento di frequenza diventa

$$\varphi_1(0_1) = \frac{1}{\left(\frac{K}{K_1}\left|\varphi(0)\right|^{-\frac{1}{2}} \pm \frac{F}{K_1}\right)^2} \qquad (17)$$

Tale espressione stabilisce implicitamente una relazione che lega 0 a 0_1 per cui sarà sempre possibile definirla in un caso pratico note che siano le leggi (17). Sia questa relazione rappresentata dall'espressione

$$0_1 = \psi(0) \qquad (19)$$

Ora colleghiamo gli assi dei condensatori, dopo averli montati in modo che giaciano in uno stesso piano, con un sistema cinematico costituito, (vedi figura 11) da due manovelle a e d solidali cogli assi dei condensatori O ed S distanti l, e da due bielle b e c che unite a cerniera in a collegano pure a cerniera gli estremi delle

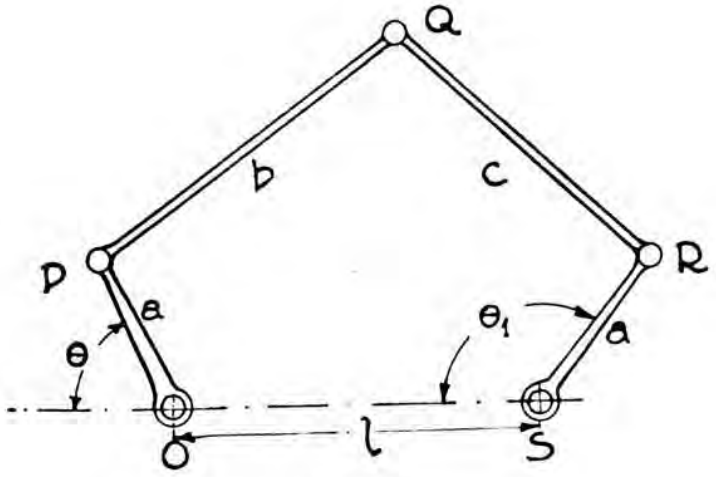


FIGURA 11.

manovelle P ed R. Tale sistema è di per se cinematicamente indeterminato. Infatti il nodo Q per una determinata posizione della biella a definita dall'angolo 0 può assumere infinite posizioni; ciò

si vede bene se si considera questo punto Q riferito in coordinate polari ω e ρ al centro O (vedi figura 12).

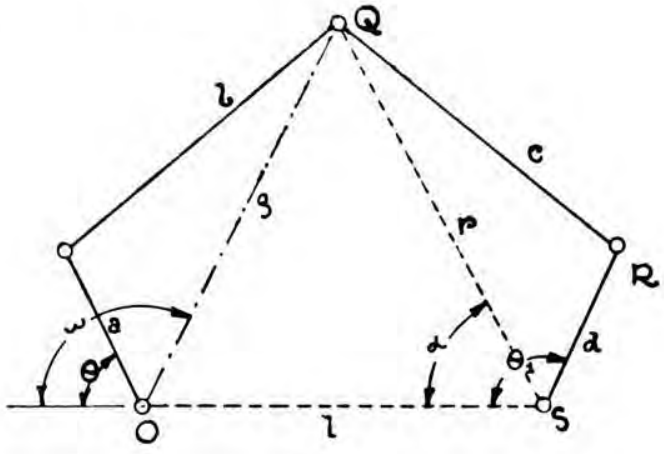


FIGURA 12.

Applicando alla figura 12 un noto teorema di trigoniometria (Carnot) si hanno le seguenti equazioni:

$$b^2 = a^2 + \rho^2 - 2\,a\,\rho\,\cos\,(\omega - 0) \qquad (20)$$

$$c^2 = r^2 + d^2 - 2\,r\,d\,\cos\,(\alpha_1 - 0_1) \qquad (21)$$

$$r^2 = \rho^2 + l^2 + 2\,\rho\,l\,\cos\,\omega \qquad (22)$$

delle quali la (20) può scriversi:

$$c^2 = r^2 + d^2 - 2\,r\,d\,\left[\,\cos\,\alpha_1\,\cos\,0_1 + \operatorname{sen}\,\alpha\,\operatorname{sen}\,0_1\,\right]$$

e tenendo conto che è (teorema dei seni):

$$\operatorname{sen}\,\alpha = \frac{\rho\,\operatorname{sen}\,(180 - \omega)}{r}$$

e (teorema di Carnot)

$$\cos\,\alpha = \frac{\rho^2 - r^2 - l^2}{2\,\rho\,l}$$

sostituendo ad r e r^2 i rispettivi valori dedotti dalla (22) si ottiene il sistema:

$$\begin{cases} b^2 = a^2 + \rho^2 - 2\,a\,\rho\,\cos(\omega - 0) & (23) \\ c^2 = \rho^2 + l^2 + 2\,\rho\,l\,\cos\omega + d^2 - \\ \quad - 2\,d\,\sqrt{\rho^2 + l^2 + 2\,\rho\,l\,\cos\omega}\left[\frac{\rho^2 - l^2 + \rho^2 + l^2 + 2\,\rho\,l\,\cos\omega}{2\,\rho\,l}\cos 0_1 + \right. \\ \quad \left. + \frac{\rho\,\operatorname{sen}(180 - \omega)}{\sqrt{\rho^2 + l^2 + 2\,\rho\,l\,\cos\omega}}\operatorname{sen} 0_1\right] . & (24) \end{cases}$$

Tale sistema, se si considerano ω e ρ, coordinate polari del punto Q, come funzioni della variabile indipendente 0, risulta indeterminato per la presenza nelle espressioni della variabile incognita 0_1.

Qualora però a tale sistema si aggiunge la relazione definita dalla (20)

$$0_1 = \psi(0) \qquad (19)$$

il sistema non è più indeterminato e le equazioni (23), (24) e (19) definiscono in coordinate polari la posizione del punto Q, rispetto a O, in funzione di 0. Se allora nel sistema cinematico considerato, facciamo assumere all'angolo 0 valori arbitrari e all'angolo 0_1 corrispondenti valori ricavati in funzione di 0 dalla legge (19) il punto Q descrive una curva ben definita che sarà per es. la $H\,K$ (fig. 13). Viceversa se nello stesso sistema, facendo assumere a 0 valori arbitrari, si obbliga il punto Q a muoversi secondo la curva $H\,K$ definita dalle equazioni (23), (24) e (19), l'angolo 0_1 assume in ogni istante valori che rispetto a 0 seguono la legge (19)

$$0_1 = \psi(0).$$

Ecco dunque un'altra soluzione di « monocomando ». Si collegano gli assi di due condensatori variabili A e B con un sistema cinematico come indica la figura 13; si obbliga, con un dispositivo meccanico, il nodo Q a scorrere lungo una guida la cui forma corrisponde esattamente alla curva $H\,K$ definita in coordinate polari rispetto al punto O dal sistema di equazioni (23) (24) e (19) e si controlla il ricevitore comandando solo il condensatore A.

Questa soluzione che dal punto di vista teorico potrebbe sembrare un pò complicata, trova invece una facile e semplice attuazione pratica per mezzo di un geniale dispositivo apparso da poco in

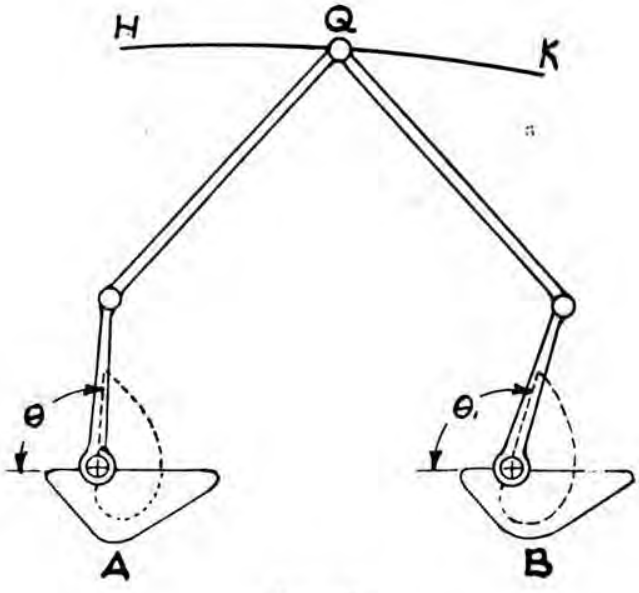


FIGURA 13.

commercio e chiamato col nome di « selettore a comando unico »(1). Tale dispositivo (fig. 14) consta appunto di un sistema cinematico come quello sopra descritto con la particolarità però di avere la guida *H K* di acciaio flessibile sostenuta da una serie di elementi spostabili e che si fissano a piacere su una lastra verticale in modo da poter dare alla guida stessa la curva desiderata. Non è necessario che questa curva sia calcolata col procedimento suddetto che sarebbe un poco laborioso e suscettibile di errori; essa può essere esattamente determinate sperimentalmente nel modo seguente. Dopo aver montato il selettore sull'apparecchio a cambiamento di frequenza che si desidera controllare con un comando

(1) Il selettore a comando unico è oggetto del brevetto Viesi.

unico si lasciano liberi gli elementi supporti della guida $H K$ in modo da rendere il sistema cinematico indeterminato. Poi regolando



FIGURA 14.

entrambi i condensatori variabili si accorda l'apparecchio successivamente su alcune emissioni di onda diversa prodotte da una eterodina collocata a breve distanza dall'apparecchio. Si avrà allora

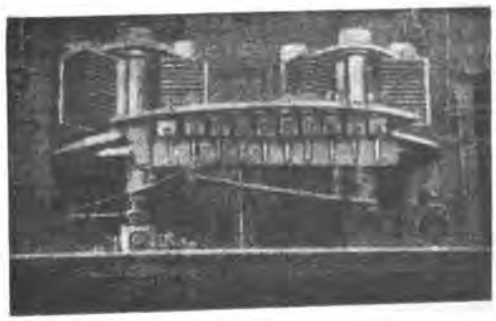


FIGURA 15.

per ogni onda dell'eterodina, una posizione determinata dal punto Q e in quella posizione si fissa l'elemento supporto della guida

che gli corrisponde. Ripetendo l'operazione per tutte le onde prodotte a volontà coll'eterodina si verrà a render fissi tanti punti della guida quanti ne occorrono per stabilire la sua forma definitiva. I rimanenti supporti, se ve ne sono ancora, saranno portati al punto opportuno dall'elasticità della guida, e si fisseranno allora anche quest'ultimi. Dopo di ciò il selettore si potrà considerare a punto, e basterà muovere il primo condensatore perchè anche l'altro subisca le corrispondenti variazioni volute. Si potrà così accordare il ricevitore con un comando unico, quello del primo condensatore. Le figure 14 e 15 mostrano il selettore in parola e la sua applicazione ad una coppia di condensatori di una supereterodina.

Cap. F. GALOTTI

Direttore responsabile: Prof. G. VANNI.

rale
oma

Anno 9° - N. 2. Marzo - Aprile 1930-A. VIII.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO

DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino Radiotelegrafico del R. Esercito

SOMMARIO:

Prof. G. VANNI. — Alcune esperienze sulla efficacia degli schermi reticolari contro le scariche fulminee.

— Pareri emessi dal Comitato Consultivo Internazionale Radioelettrico (C. C. I. R.).

ABBONAMENTO.

ANNUO (6 numeri). . . . L. 12
UN NUMERO SEPARATO . . L. 3

Inviare l'importo a mezzo vaglia alla DIREZIONE DELL' ISTITUTO R. T. ED E. DEL GENIO MILITARE, Viale Mazzini 8. ROMA (49)

Roma, Tipo-Lit. Off. R.T. ed E. del Genio Mil.
N. 9 - 1930-VIII.

Anno 9° - N. 2. Marzo-Aprile 1930 - Anno VIII.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino Radiotelegrafico del R. Esercito

Diretto dal Prof. G. VANNI

Alcune esperienze sulla efficacia degli schermi reticolari contro le scariche fulminee

SOMMARIO. — *Le esperienze in parola hanno per oggetto di dimostrare, indipendentemente da considerazioni teoriche, i seguenti principi fondamentali: 1° Inefficacia, dal punto di vista della protezione dei depositi di materiale esplosivo, dei parafulmini ad asta frankliniana anche quando si trovano in condizioni ottime. 2° Efficacia degli schermi reticolari del tipo Faraday specie quando sono a maglia fitta. Una protezione assoluta si ottiene, tuttavia, solo con schermi metallici completamente chiusi e di conveniente spessore. 3° Importanza grandissima della verifica delle buone condizioni delle prese di terra.*

È noto quanto complesso e difficile sia il problema della protezione degli edifici dalle scariche fulminee: complesso così dal punto di vista teorico, giacchè sono poco note le leggi che governano le scariche elettriche ad altissima tensione, come da quello sperimentale, data la impossibilità di riprodurre, in maniera soddisfacente e sia pure in scala molto ridotta, i fenomeni grandiosi della caduta del fulmine.

Ciò si comprende facilmente, se si riflette che mentre nei nostri laboratori, pur disponendo dei mezzi potenti che le risorse della tecnica oggi consentono, è difficile produrre tensioni dell'ordine di un milione di volt, la tensione messa in giuoco nelle sca-

riche temporalesche può assumere, secondo Wilson e Brooks (1), un valore migliaia di volte maggiore vale a dire un miliardo di volt, ponendo in giuoco una carica elettrica di circa 20 coulomb, ciò che corrisponde ad una energia potenziale di 10 miliardi di watt-secondo, pari a 10 milioni di Kw.-secondo.

In seguito alle esplosioni catastrofiche avvenute negli anni 1910 e 11 in alcune fabbriche di materiale esplosivo della Vestfalia e della Colonia del Capo, il Ministero della Guerra aveva provveduto, nel 1913, alla nomina di una apposita Commissione incaricata dello studio delle questioni riguardanti i parafulmini dei polverifici e degli edifici militari, con incarico di proporre le disposizioni di adottarsi in seguito agli studi più recenti dei fenomeni elettro-atmosferici. Detta Commissione, presieduta da un Tenente Generale del Genio, comprendeva 5 Ufficiali dell'Esercito e della Marina e 2 funzionari civili specialisti in materia, tra cui lo scrivente Direttore dell'Istituto R. T. ed E.; presso questo Istituto, erano da eseguire le ricerche teoriche e sperimentali atte a portare un qualche contributo al complesso problema sopra accennato.

Il Ministero della Guerra stanziò appositi fondi per l'acquisto del materiale scientifico adatto, provvedendo, fra gli altri, alla messa a punto ed all'acquisto delle seguenti sorgenti di elettricità ad alta tensione:

a) - Un grande rocchetto di Rumkorff del tipo Klingelfuss (fig. 1) da un metro di scintilla. Il primario di questo rocchetto, uno dei più potenti di Europa, ed il cui secondario comprende non meno di 500 Km. di filo, è attivato da un interruttore a turbina da 120 volt e 30 interruzioni al secondo, capace di erogare 30-40 ampere di corrente efficace primaria.

b) - Un trasformatore a risonanza del tipo Schall-Reiniger (fig. 2) alimentato dalla corrente di città, a 110 volt e 45 periodi. La tensione ottenuta al secondario di questo trasformatore corrisponde ad una scintilla da 15 a 20 cm. di lunghezza, tra punta

(1) - Discussione sullo stato elettrico dell'alta atmosfera Proc. of Royal Society - Marzo 1926.

e disco, ed è quindi molto minore di quella del rocchetto precedente. È da notare, però, che, a causa delle condizioni di riso-

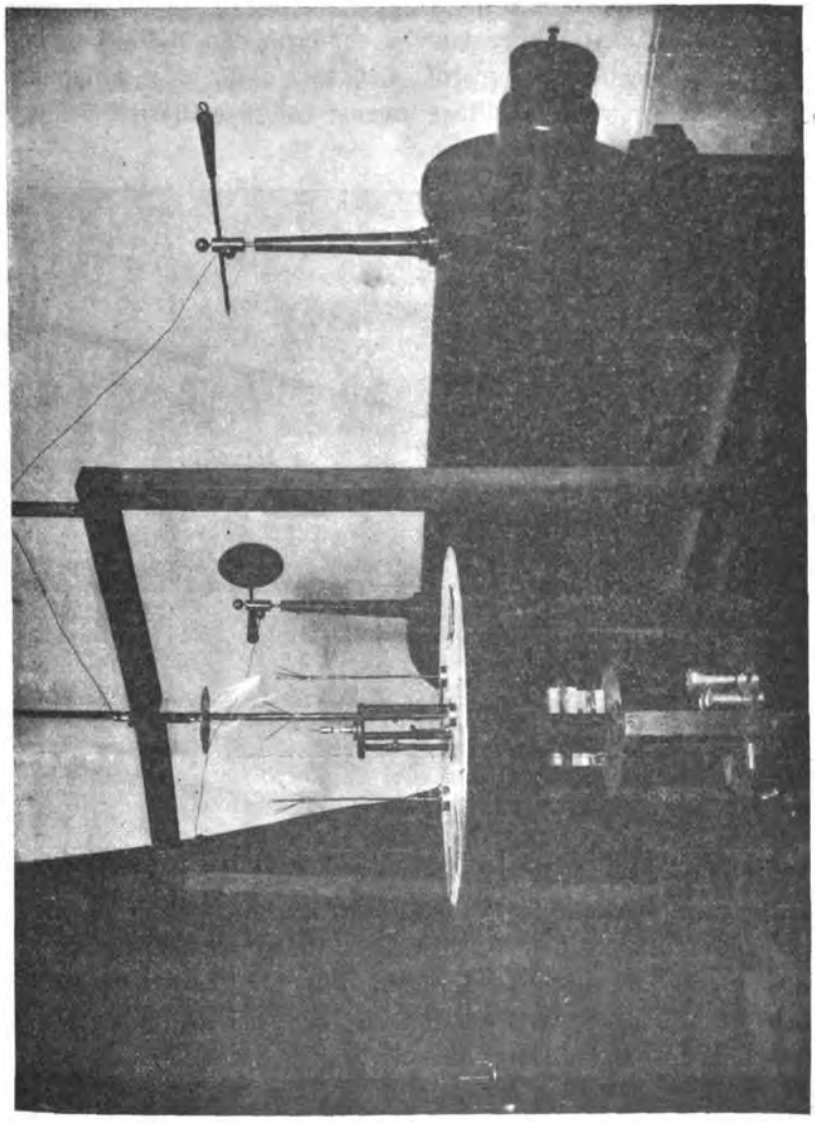


FIGURA 1.

nanza in cui, per mezzo di adatte capacità, sono posti i circuiti primario e secondario del trasformatore, la quantità di elettricità

messa in azione nella scintilla, è, senza confronto, maggiore di quella erogata dal rocchetto; con essa, cresce il valore della corrente efficace nel secondario, tanto che la scintilla tra gli elettrodi dello spinterometro, invece di avere come nel rocchetto, l'aspetto di un tratto di fuoco serpeggiante a contorni ben definiti di colore azzurro, prende l'aspetto di una specie di arco a fiamma, circondato da una aureola diffusa, avente colore giallastro.

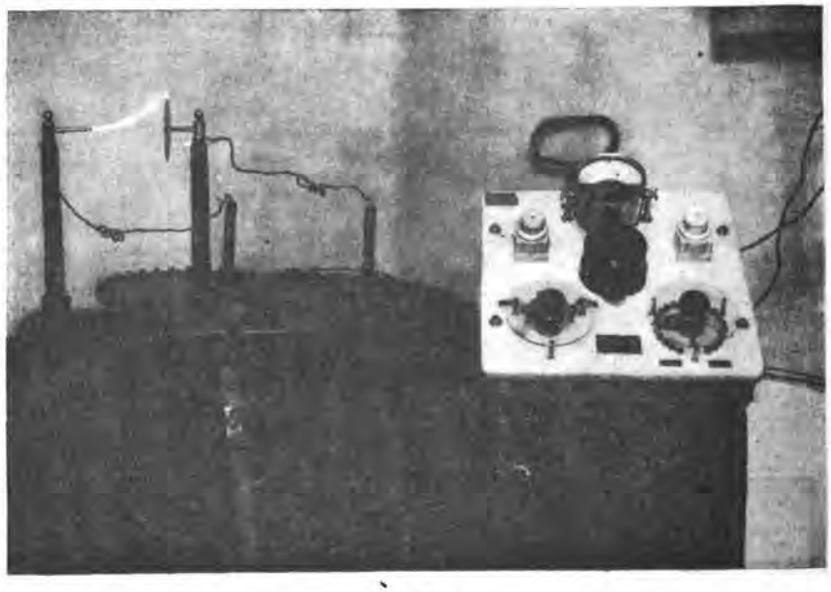


FIGURA 2.

c) - Un trasformatore ad alta frequenza del tipo Tesla costruito presso l'Istituto (fig. 3). Il circuito primario di questo trasformatore, alimentato dalla scarica oscillante di una batteria di bottiglie di Leida posta in serie con una induttanza variabile, è attivato da un trasformatore da 15.000 volt, a circuito magnetico chiuso, alimentato dalla corrente di città. Agli estremi del secondario, a filo sottile, del trasformatore Tesla, si possono avere, nelle condizioni di risonanza, delle scintille multiple a pennacchio, lunghe fino da 15 a 20 cm.

Tali scintille corrispondono, come è noto, a gruppi di sca-

riche oscillanti, il cui periodo e frequenza dipendono dalle costanti (capacità ed induttanza) del circuito oscillante e sono quindi, in generale, a frequenza elevata, dell'ordine di quelle radiotelegrafiche. Nelle esperienze eseguite, dette costanti erano regolate in modo che la frequenza delle oscillazioni fosse dell'ordine di alcuni milioni di periodi a secondo, molto maggiore, cioè della frequenza delle scariche impulsive, a carattere non oscillatorio, che si pote-

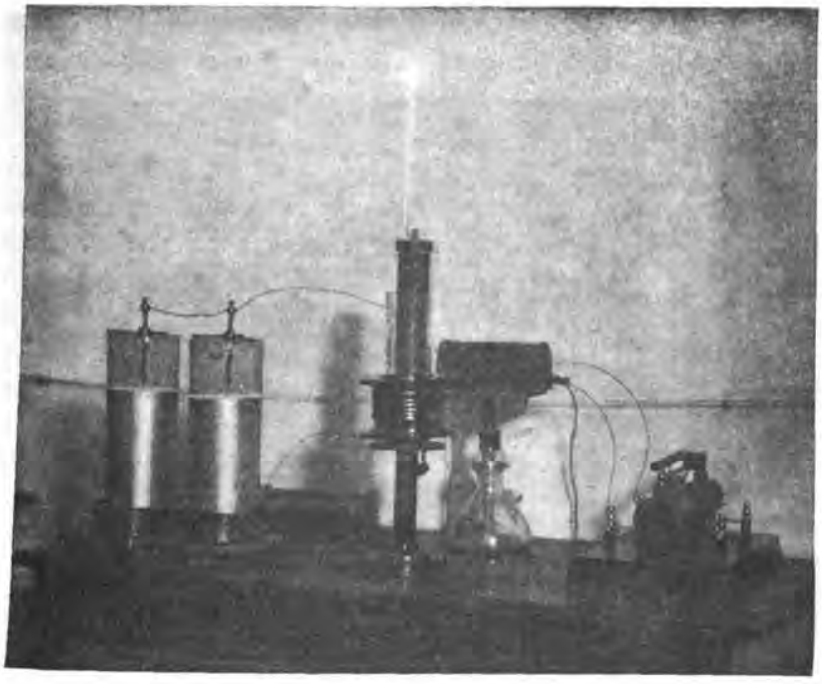


FIGURA 3.

vano avere nel rocchetto Rumkorff e nell'oscillatore a risonanza, frequenza non superiore ad alcune diecine di secondi.

d) - Infine, oltre alle sorgenti sopra indicate, si poteva disporre di una macchina elettrostatica a 40 dischi, appositamente costruita presso l'Istituto ed attivata da un motore elettrico (fig. 4). Tale macchina, poteva, nelle buone condizioni di isolamento delle giornate estive, erogare un pennacchio ben nutrito di scintille lunghe

da 10 a 12 cm., con una corrente media di circa 0,5 milliampere, maggiore, quindi, di quella erogata da una comune macchina a disco di vetro o di ebanite, la quale difficilmente arriva a 0,1 milliampere, e spesso è molto minore.

Il problema della difesa dei fabbricati dagli effetti del fulmine presenta due aspetti ben distinti, secondo che si tratti di edifici ordinari, ovvero di fabbricati adibiti a polverificî o a depositi di materiale esplosivo. Nel primo caso, è evidente che l'edificio potrà considerarsi come protetto, quando, in un punto qualunque dello spazio da esso occupato, il campo elettrico non raggiunga

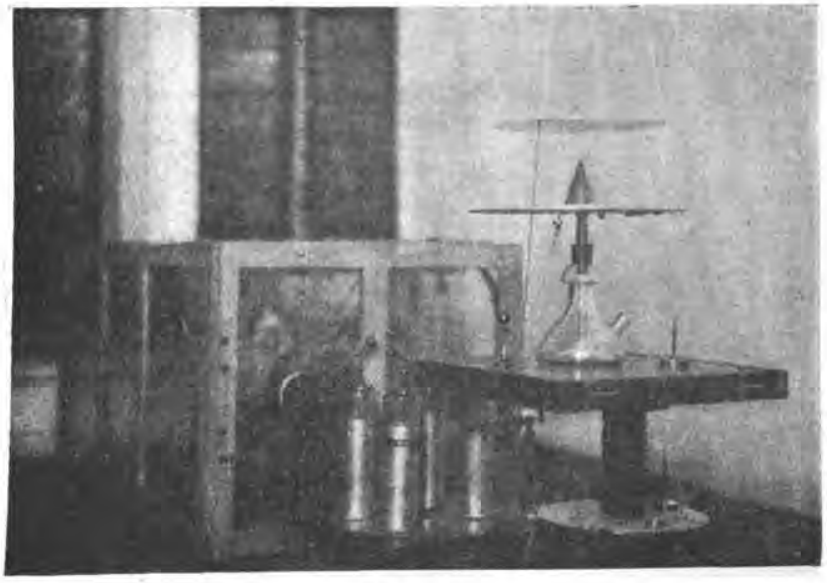


FIGURA 4.

valori tali da dar luogo a scintille di qualche millimetro o meno; giacchè a questa lunghezza di scintilla corrispondono tensioni di migliaia di volt, tali, cioè, da attivare, in circuiti di piccola capacità e quindi capaci di assumere cariche elettriche limitate, una energia di scarica non pericolosa per le persone. Si comprende quindi come, per la difesa degli edifici ordinari, possano risultare efficienti i dispositivi ordinari dei parafulmini ad asta del tipo

frankliniano ovvero, meglio ancora, i dispositivi a gabbia del tipo Melsens (1).

Il problema diviene affatto differente quando si tratti, invece, della difesa di fabbricati adibiti a polverificî o a depositi di materiale esplosivo; in tal caso, una scintilla di una frazione di millimetro che scocchi in vicinanza di un recipiente contenente materiale esplosivo, può dar luogo ad una esplosione catastrofica, come accadde appunto nel 1910, in occasione della caduta del fulmine in una fabbrica di nitroglicerina della Vestfalia. La protezione dell'edificio impone allora cautele speciali, giacchè occorre evitare la formazione di campi elettrici anche poco intensi, che sarebbero affatto inoffensivi nei fabbricati ordinari.

La complessità del problema e l'accennata scarsa conoscenza di leggi e principi generali, atti a poter essere tradotti in atto nei vari casi che possono presentarsi in pratica, indussero la Commissione nominata nel 1913, ad iniziare, dopo una diligente revisione di quanto era stato fatto all'estero, una serie di esperienze sulle scariche ad alta tensione, eseguite col materiale disponibile presso l'Istituto R. T. ed E., e ciò allo scopo di verificare sperimentalmente alcuni punti dubbi. I risultati di questi studi continuati dopo il 1913, interrotti nel periodo di guerra, e ripresi nel 1916, portarono alla compilazione delle « Norme per l'impianto dei parafulmini negli edifici militari » pubblicati per cura dell'Ispettorato Generale del Genio nel 1918 (2) in sostituzione delle norme fino allora vigenti.

Nel Marzo 1923, in seguito alla esplosione del forte Falconara a Spezia, veniva dal Ministero della Guerra, di concerto con quello della Marina, nominata una nuova Commissione presieduta dal compianto Sen. Mengarini e formata anch'essa da Ufficiali superiori del Genio e della Marina, oltrechè del Direttore dell'Istituto R. T. ed. E. Questa Commissione dopo aver proceduto ad una

---

(1) Melsens - Description détaillée des paratonnerres établis sur l'Hotel de Ville de Bruxelles en 1865. - Bruxelles 1877.

(2) Roma - Laboratorio foto-litografico del Commissariato armi munizioni. - Ottobre 1928.

nuova e più estesa revisione dei principi scientifici fondamentali interessanti le scariche atmosferiche (1), fu incaricata di eseguire nuove ricerche intese specialmente ad esaminare il comportamento delle varie materie esplosive sotto l'azione delle scintille elettriche. Il risultato di detti studi, messo in armonia con quanto si era ottenuto negli anni precedenti, è contenuto nelle « Norme per l'impianto di parafulmini negli edifici militari » pubblicate, per cura dei Ministeri della Guerra e della Marina, nel febbraio 1925 (2). Questa nuova pubblicazione sostituì quella del 1918, ed è tuttora in vigore, nei servizi tecnici del Genio.

La necessità di rispondere ai differenti quesiti che il personale preposto alla direzione di polveriere e depositi di materiale, rivolge alle superiori Autorità Militari, e la convenienza di illustrare i principî scientifici fondamentali a cui si sono ispirate le norme da applicare ai diversi casi pratici, hanno indotto lo scrivente a mettere a punto un certo numero di esperienze semplici e dimostrative, con le quali fosse possibile di porre in luce detti principî, senza ricorrere a teorie troppo complicate o difficili. Queste esperienze ora qui esporremo, notando che esse hanno carattere solamente illustrativo, senza alcuna pretesa di risolvere i complessi problemi inerenti alle scariche fulminee, la conoscenza dei quali è ben lungi da essere completa e per la quale occorreranno ancora lunghi anni di studio. Ciò può rilevarsi dalla importanza dei lavori che sono stati pubblicati sull'argomento (dei quali alcuni sono riportati nell'elenco bibliografico) e dal fatto che, in ogni tempo e presso ogni nazione, i più illustri cultori della scienza furono chiamati a pronunciarsi in merito (Franklin, Coulomb, Laplace, Fresnel, Gay-Lussac, W. Thomson, Helmholtz, ecc.).

Le esperienze in parola sono dirette sopratutto a mettere in luce la inefficacia dei parafulmini a sistema frankliniano insieme con la non esistenza della zona di protezione secondo le vecchie regole del Gay-Lussac, e, in contrapposto, la efficacia degli schermi a gabbia reticolare del tipo Faraday.

(1) Bordoni - I fenomeni elettrici dell'atmosfera - Milano 1924.

(2) Roma - Officina R. T. ed E. (reparto tipografico) febbraio 1925.

1ª Esperienza. - Inefficacia dei parafulmini del tipo franklíniano. — I due dischi metallici *A* e *B* (fig. 5) posti in comunicazione con i poli del grande rocchetto di Rumkorff da un metro di scintilla, corrispondono, il primo, ad una nube temporalesca carica ad alta tensione, il secondo alla terra. Sull'edificio da proteggere, rappresentato da un piccolo casotto *M*, si trovano due indicativi di campo: uno a luminescenza *H*, costituito da un pic-

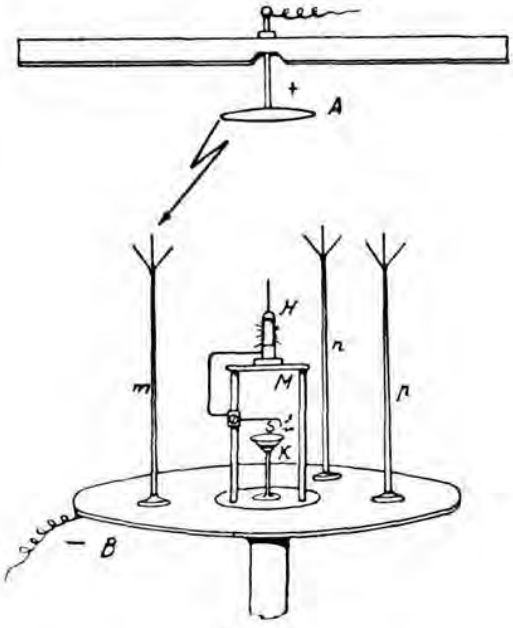


FIGURA 5.

colo tubo contenente elio, e l'altro *S* che corrisponde all'intervallo spinterometrico, inferiore a 1 mm., esistente tra una punta metallica ed una piccola coppa, pure metallica, *K* posta in comunicazione col suolo. Questa coppa stà a rappresentare un liquido altamente esplosivo, per es. della nitroglicerina, del quale la piccola scintilla che scocca vicino all'orlo del recipiente può determinare la esplosione.

Ciò posto, se intorno all'edificio da proteggere si collocano tre parafulmini frankliniani a punta multipla *m*, *n*, *p*, disposti in modo che le relative zone di protezione, date dalla regola del

Gay-Lussac, (1) si intersechino mutuamente comprendendo, nella zona comune, lo spazio occupato dall'edificio da proteggere, si constata, mettendo in attività il rocchetto, che il tubo ad elio *H* s'illumina vivamente, e, in pari tempo, si vede scoccare, in *S*, sull'orlo del recipiente metallico *K*, una piccola scintilla. Questa doppia indicazione, prova all'evidenza che lo spazio occupato dall'edificio non è protetto al punto in modo da dare un campo elettrico nullo, ma produce, al contrario, un campo sufficiente per provocare scintille corrispondenti a sovra tensioni di alcune migliaia di volt, le quali, nel caso di materiali facilmente infiammabili, sarebbero estremamente pericolose.

2ª Esperienza. - Protezione con schermi reticolari.

A) - **Schermo a maglia ampia.** — Se ora l'edificio da proteggere si circonda con uno schermo reticolare a maglia molto ampia (qualche decimetro quadrato) (fig. 6) costituito da un reti-

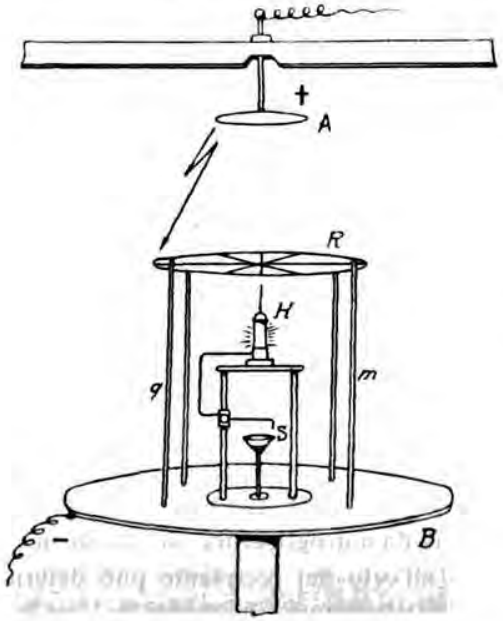


FIGURA 6.

(1) Secondo questa regola, lo spazio difeso efficacemente da un parafulmine di altezza *l* al disopra del tetto di un fabbricato, è quello di un cilindro circolare di raggio eguale a 2 *l*.

colato metallico orizzontale R sostenuto da conduttori rettilinei verticali q, m posti in buona comunicazione col suolo, e si ripete l'esperienza precedente, si trova che la protezione è migliore giacchè la scintilla S, vicino all'orlo della coppa metallica, scompare. Il campo non è però nullo, giacchè infatti il tubo ad elio H, si illumina debolmente rivelando la esistenza di un campo che, nelle condizioni della esperienza, può ritenersi intorno a qualche centinaio di volt. Se ne deduce che la protezione ottenuta con una gabbia a maglia assai ampia è migliore di quella che si ha nel caso dei parafulmini franklíniani, senza essere, tuttavia, assoluta, giacchè ad essa corrisponde un campo capace di illuminare un rivelatore ad elio.

B) **Schermo reticolare a maglia stretta.** — La protezione diviene ancora maggiore se si rende più fitta la maglia della

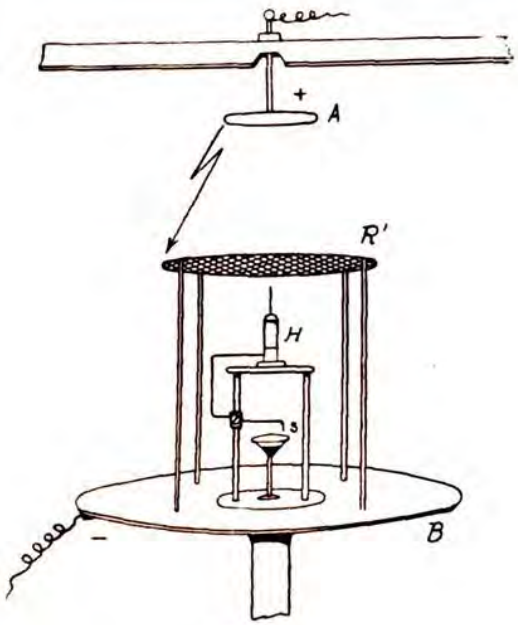


FIGURA 7.

gabbia, il che può realizzarsi disponendo al disopra di questa una rete metallica R' (fig. 7) di cui l'area libera non superi un cm^2 circa ed aumentando il numero delle aste verticali di sostegno. Si

trova allora che, con questo dispositivo, il campo elettrico del sistema di protezione risulta, con gli indicatori adoperati, *sensibilmente nullo,* giacchè nè il tubo ad elio si illumina, nè scocca scintilla di sorta vicino alla coppa metallica.

È, però, essenziale notare che tale assenza di campo si ha, quando in pratica si realizzano accuratamente le condizioni della figura, e, cioè, i sostegni metallici che sostengono la rete superiore orizzontale, offrono una impedenza minima alle scariche, e sono quindi diritti senza cambiamenti bruschi di curvatura, ed, inoltre, la resistenza delle prese di terra dei detti sostegni sia ridotta al

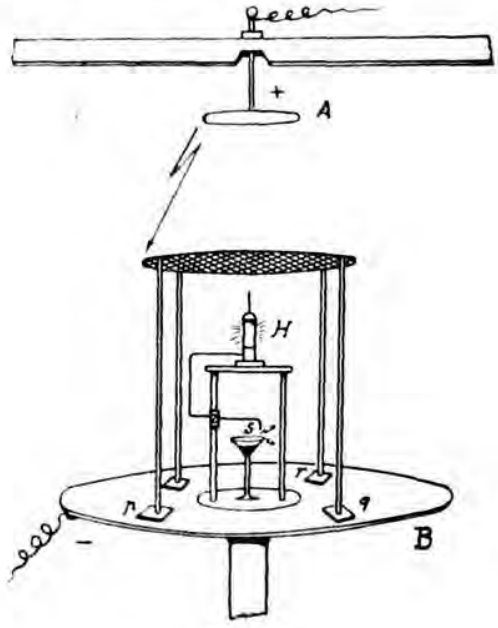


FIGURA 8.

minimo possibile o, come si dice, la terra sia buona. Se, infatti nella esperienza precedente, ci si mette nelle condizioni di una terra cattiva o mediocre, ciò che può realizzarsi disponendo al disotto dei sostegni verticali, dei materiali di scarsa conduttività *p, q, r,* (fig. 8) (dischi di micanite, piastre di cemento) la protezione *diviene inefficiente,* malgrado la presenza dello schermo reticolare perchè i due rivelatori di campo (luminescenza del tubo

ad elio e scintilla sull'orlo del recipiente) tornano ad essere nuovamente riattivati.

È, probabilmente, per una causa di questo genere (mancanza di buone prese di terra, valore elevato della impedenza dei conduttori di scarico) che fu dovuto il cattivo funzionamento dei dispositivi a gabbia reticolare adoperati in Germania e nella Colonia del Capo, nelle esplosioni avvenute nel 1910 e nel 1911.

3ª Esperienza. - Sistemi di protezione assoluta. — Il dispositivo della figura 9 mostra come possa aversi una protezione ancora maggiore, praticamente assoluta, utilizzando uno schermo

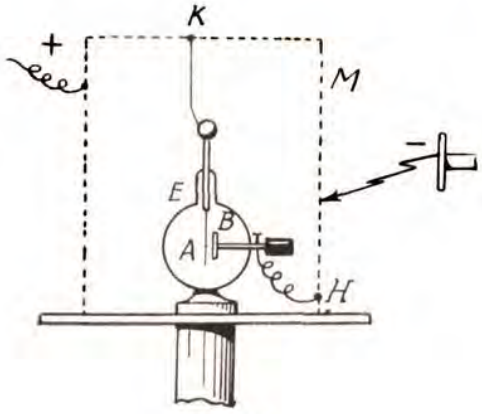


FIGURA 9.

a gabbia *M* a maglie libere di piccole dimensioni, sia in alto sia lateralmente. Nell'interno di questo schermo, si ha infatti un campo elettrico estremamente ridotto.

Come esploratore di campo, si può utilizzare un elettroscopio del tipo Gaugain del quale uno degli elettrodi, *B*, è fisso e quello mobile, *A*, è costituito da una foglia leggera di oro o di alluminio. Questi due elettrodi, posti in relazione con due punti qualsiansi *K* ed *H* della gabbia reticolare, danno, come è noto, delle indicazioni le quali sono in relazione con la tensione esistente fra i due punti e quindi col campo nell'interno della gabbia stessa.

Ora quando, adoperando una qualunque delle sorgenti di elettricità ad alta tensione sopra indicate, si producono delle scariche

capaci di dare scintille lunghe 15 ÷ 20 cm. e più sulla superficie esterna della gabbia reticolare, si constata il fatto importante che, finchè la maglia di questa ha un'area libera minore di uno o due cm^2, non si avverte, nell'interno, azione elettrica apprezzabile; e questo, adoperando oltre all'elettroscopio ora indicato, anche altri più sensibili (elettrometro idiostatico a quadrante). Ma appena l'area libera della maglia raggiunge il valore di alcuni centimetri quadrati (5 nelle condizioni delle esperienze eseguite) l'azione di *schermo più non esiste* e si constata, invece, la esistenza di campi elettrici che, pure essendo incapaci di dare scintille percettibili, può tuttavia essere apprezzato e misurato con elettroscopi o rivelatori adatti.

Devesi, a tale riguardo, tener presente il principio dimostrato sperimentalmente dal prof. Righi e cioè « La protezione dalle azioni « elettriche, di un involucro metallico chiuso *non è assoluta* (sic) « se non a condizione che non vi siano, in esso, fori o soluzioni « di continuità anche piccolissime ». Sorge quindi naturalmente il dubbio che, se, nell'interno dello schermo reticolare a maglia fitta della esperienza precedente, si è riscontrato un campo elettrico *fisicamente nullo*, ciò debba attribuirsi alla scarsa sensibilità dei rivelatori adoperati, i quali sono atti solo a rivelare tensioni non inferiori ad alcune decine o qualche centinaio di volt. Se, infatti, si ripete la esperienza precedente adoperando, come rivelatore di campo, un *coherer* a limatura metallica posto in serie con una pila voltaica e con un galvanometro, si constata che, anche riducendo l'area libera della maglia fino a qualche millimetro quadrato, il campo elettrico nello schermo reticolare, pur essendo molto debole, *non è nullo*, giacchè è atto a coherizzare il coherer, producendo una sensibile deviazione al galvanometro.

Da quanto procede, si deduce una conseguenza importante. Se, come la maggior parte dei fisici ritiene, si ammette che la coherizzazione delle particelle metalliche di un coherer, sia determinata da microscopiche scintille le quali, fondendo e volatizzando il metallo adiacente ai punti di contatto di due granuli contigui, determinano la formazione di una specie di ponte conduttore che collega i granuli stessi rendendoli coerenti, vale a dire mettendoli a contatto da incoerenti che erano, se ne conclude che il campo elet-

trico esistente nell'interno di uno schermo reticolare anche a maglia molto fitta, ovvero nell'interno di un involucro metallico a parete continua, avente solo qualche piccolo foro o soluzione di continuità, *è sufficiente a determinare delle scintille*, sia pure microscopiche, ed, in ogni caso, un campo non nullo.

Siffatta considerazione deve, a giudizio di chi scrive, essere tenuta presente volendo rendersi ragione del fatto, considerato come paradossale, ma talvolta constatato, di esplosioni avvenute (mentre avevano luogo delle scariche fulminee) in materiale esplosivo contenuto nell'interno di recipienti metallici chiusi, o ritenuti come tali. Può darsi che la chiusura completa fosse solo apparente, e che la incompleta continuità della parete del recipiente dovuta a qualche piccolissimo foro, fosse sufficiente a coerizzare, per così dire, la materiale esplosivo (che in certe condizioni igrometriche, può, specie nell'inverno, divenire parzialmente conduttore) ed a determinare delle scintille microscopiche capaci di provocare la deflagazione e la esplosione. E questo, si noti, indipendentemente dal fatto che se la parete dell'involucro metallico è sottile e costituita da metallo di resistenza specifica elevata (ferro, zinco, latta), l'effetto termico dovuto alle correnti indotte provocate, nello spessore delle pareti, dalla scarica fulminea esterna, può riscaldare la parete stessa al punto da determinare l'accensione del materiale esplosivo.

CONCLUSIONI. - È bene notare che le esperienze precedenti sono state eseguite con tutte le sorgenti ad alta tensione di cui l'Istituto disponeva (rocchetto di Rumkorff, trasformatore a risonanza, macchina elettrostatica, apparato Tesla), le prime tre producendo scariche a bassa frequenza, in circuiti aperiodici, e l'ultima, scariche periodiche in circuiti capaci di oscillare ad una frequenza assai elevata, superiore ad alcuni milioni di periodi al secondo. I risultati ottenuti, relativamente alla entità della protezione, sono stati sempre gli stessi e permettono di giungere alle seguenti conclusioni:

1. - Inefficacia, dal punto di vista della protezione di depositi di materiale esplosivo, dei parafulmini ad asta frankliniana, anche quando questi si trovano nelle migliori condizioni e cioè

sono perfettamente rettilinei, a punta multipla ed in buona comunicazione col suolo.

2. - Efficacia degli schermi reticolari del tipo Faraday, specie quando sono a maglia fitta, per quanto è possibile. Una protezione assoluta si ottiene, tuttavia, solo rinchiudendo il materiale esplosivo in recipienti metallici *completamente chiusi*, con parete metallica di conveniente spessore.

3. - Importanza grandissima della verifica delle buone condizioni delle prese di terra. Senza questa condizione, il sistema protettivo può essere inefficiente ed anche pericoloso.

Quanto precede serve a dare un'idea dell'estrema difficoltà dei problemi inerenti alla protezione dalle scariche fulminee, per la completa soluzione dei quali occorreranno ancora molti e pazienti studi, unitamente alla possibilità di utilizzare dispositivi sperimentali, i quali consentano di mettere in giuoco tensioni elettriche e correnti di valore assai elevato.

Seguono alcune indicazioni bibliografiche, le quali, per quanto incomplete, possono tornare utili a chi, rimontando alle fonti ed ai lavori originali, volesse approfondire l'argomento.

Prof. G. VANNI

INDICAZIONI BIBLIOGRAFICHE.

FRANKLIN - *On the Electrical Kite.* (Cervo volante elettrico). - Phil. Trans. 1752.

FRANKLIN - *Oeuvres.* - Traduction par Dubourg. - Paris - 1767.

BECCARIA - *Dell'elettricismo naturale ed artificiale.* - Torino - 1753.

DE ROMAS - *Sur le cerf volant electrique* - Paris - 1776.

VOLTA - *Lettere meteorologiche.* - 1793.

Rapport de l'Académie des Sciences sur les paratonnerres. - Paris - 1784. (Commissaires: FRANKLIN, LAPLACE, COULOMB, LE ROY, ROCHON).

Instruction sur le paratonnerres des magasins à poudre. - Paris - 1799. (Commissaires: LAPLACE, COULOMB, LE ROY).

Instructions sur le paratonnerres des magasins à poudre. - Paris - 1823. (Commissaires: FRESNEL, POISSON, DULONG, LEFÉVRE-GINEAU, GAY-LUSSAC).

Supplément à l'instruction sur les paratonnerres. - Paris - 1854.
(Commissaires: BECQUEREL, BABINET, DUHAMEL, DESPRETZ, POUILLET).

Rapport sur les paratonnerres. - Paris - 1855.
(Commissaires: BECQUEREL, BABINET, DUHAMEL, DESPRETZ, REGNAULT, POUILLET).

Instruction sur les paratonnerres des magasins à poudre - Paris - 1867.
(Commissaires: BECQUEREL, BABINET, DUHAMEL, FIZEAU, REGNAULT, le Maréchal VAILLANT, POUILLET).

Rapport sur l'installations des conducteurs electriques au voisinage des magasins à poudre. - Paris - 1897.
(Commissaires: BERTHELOT, CORNU, MASCART, LIPPMANN, BECQUEREL, POTIER, D'ARSONVAL, VIOLLE).

ARAGO - *Notice sur le tonnerre.* - Ann. du Bureau del Longitudes. - Paris - 1837.

MELSENS - *Des paratonnerres à pointes et à raccordements multiples.* - Bruxelles - 1877.

MELSENS - *Les paratonnerres, (Conférence).* - Revue Scientifique. - Paris - 1882.

PREECE - *Journal of the Society of teleg. Engineers.* - London - 1873.

W. THOMSON - *On some remarkable effects of lightning.* - Phil. Mag. - 1850.

S. HARRIS - *On preservation of pubblic building from lightning.* - London - 1847.

FARADAY - *On some supposed forms of lightning.* - Phil. Mag. - 1841.

Congrès International des electriciens. - Paris - 1881.
(Communications sur les paratonnerres par MELSENS, HELMHOLTZ, W. THOMSON, PREECE, ecc.).

DELLA RICCIA - *Parafulmini.* - Riv. Art. e Genio - 1899.

MURANI - *Parafulmini.* - Milano - 1893.

LODGE - *Lightning conductors and lightning guards.* - London - 1892.

ANDERSON - *Lightning conductors.* - London - 1885.

RUSSEL - *Theory of electric cables - Lightning conductors.* - London - 1908.

MATHIAS - *Traité d'electricité atmosphérique.* - Paris - 1924.

Pareri emessi dal Comitato Consultivo Internazionale Radioelettrico

(C. C. I. R.)

(Continuazione v. num. precedente)

UTILIZZAZIONE.

PARERE N. 14. - TOLLERANZA AMMISSIBILE PER LO SCARTO TRA LA FREQUENZA MEDIA DELLE EMISSIONI E LA FREQUENZA NOMINALE.

La tolleranza è lo scarto massimo ammissibile tra la frequenza nominale notificata all'Ufficio Internazionale dell'Unione Telegrafica e la frequenza media realmente emessa che nè è la più distante. Questo scarto risulta dalla combinazione di tre errori:

a) dall'errore di graduazione del frequenziometro impiegato per la misura dell'onda emessa;

b) dall'errore fatto al momento della regolazione della stazione;

c) dalle variazioni lente della frequenza del trasmettitore (instabilità).

Non è tenuto conto della modulazione.

Le tolleranze ammissibili per le differenti gamme di frequenza ed i diversi servizi sono indicate nella tabella seguente:

Tabella delle tolleranze della frequenza dell'onda media realmente emessa rispetto alla frequenza dell'onda nominale.

CATEGORIE DI EMISSIONI	TOLLERANZE	
	Applicabili immediatamente	Applicabili entro un periodo più breve possibile
	±	±
A) Da 10 a 560 kc/s (30.000 a 545 m.)		
a) stazioni fisse	0,1 %	0,1 %
b) stazioni terrestri	0,1 %	0,1 %
c) stazioni mobili che utilizzano un'onda qualsiasi nell'interno della gamma, durante la durata di una emissione	0,5 %	0,5 %
B) Da 550 a 1500 kc s (545 a 2000 m.) Stazioni di radiodiffusione	0,3 kc s	0,05 kc s
C) Da 1500 a 6000 kc s (200 a 50 m.)		
a) stazioni fisse	0,05 %	0,02 %
b) stazioni terrestri	0,1 %	0,02 %
c) stazioni mobili che utilizzano un'onda qualsiasi nell'interno della gamma, durante la durata di una emissione	5 kc s	5 kc s
d) stazioni fisse e terrestri di debole potenza (fino a 250 watt-antenna) operanti nelle gamme comuni ai servizi fissi e mobili, durante la durata di una emissione	5 kc s	5 kc/s
D) Da 6000 a 23.000 kc s (50 a 13 m.)		
a) stazioni fisse	0,05 %	0,01 %
b) stazioni terrestri	0,1 %	0,02 %
c) stazioni mobili che utilizzano un'onda qualsiasi nell'interno della gamma, durante la durata di una emissione	10 kc s	5 kc s
d) stazioni fisse e terrestri di debole potenza (fino a 250 watt antenna) operanti nelle gamme comuni ai servizi fissi e mobili per la durata di una emissione	10 kc s	5 kc s

Il disturbo causato da una stazione tramittente dipende non solamente dalla variazione lenta della sua frequenza media, ma ugualmente dalla variazione rapida di questa; conviene sforzarsi di ridurre al minimo queste variazioni.

PARERE N. 15. - STABILIZZAZIONE DELLA FREQUENZA.

1° - La frequenza di emissione di un trasmettitore a lampada può essere mantenuta costante mediante diversi procedimenti, appartenenti specialmente ai tre gruppi seguenti:

a) oscillatore-pilota appositamente studiato;

b) oscillatore-pilota stabilizzato da un oscillatore meccanico (quarzo, diapason o dispositivo a magnetostrizione).

c) oscillatore-pilota a regolatore di frequenza.

La costanza della temperatura, essenziale nella maggior parte dei casi, è assicurata da un termostato a funzionamento continuo o discontinuo.

Nelle stazioni ad alternatori, la stabilizzazione di frequenza è assicurata mediante regolatori meccanici od elettrici.

2° Alcuni documenti presentati al C. C. I. R. danno delle informazioni interessanti concernenti i dispositivi di questo genere.

(Vedi specialmente gli esposti seguenti presentati dalla Germania e dagli Stati Uniti d'America).

3° Tra i dispositivi stabilizzatori di frequenza attualmente conosciuti per i complessi a lampade, esistono degli apparati relativamente semplici e pratici che permettono, quando funzionano in buone condizioni, di realizzare una costanza di frequenza da uno a due dieci-millesimi ($^1/_{10000}$ a $^2/_{10000}$).

Con apparati più complicati e più costosi, si può ottenere una stabilizzazione da uno a due cento-millesimi ($^1/_{100000}$ a $^2/_{200000}$) e si prevedono per il futuro dei gradi di costanza ancora superiori.

Per quanto concerne le stazioni ad onde lunghe con alternatori muniti di regolatori, la costanza ottenuta è dell'ordine di più o meno un millesimo ($^1/_{1000}$).

ANNESSO I. AL PARERE N. 15. - Esposto presentato dalla Germania.

A) DISPOSITIVI DI CUI DISPONGONO ATTUALMENTE I COMPLESSI A LAMPADA PER MANTENERE LE LORO ONDE ALLA FRE-

QUENZA AUTORIZZATA E PER MANTENERE COSTANTE LA LORO FREQUENZA DI EMISSIONE (SENZA SCINTILLAZIONE).

Il procedimento principale per mantenere costante la frequenza di emissione, consiste nell'adoperare un oscillatore-pilota che produca la frequenza dell'antenna o una frequenza di cui quella dell'antenna è una armonica. Le altri parti del trasmettitore non devono che rinforzare la debole potenza dell'oscillatore pilota per corrispondere allo scopo desiderato. Ma è necessario curare che:

I°) la stazione mantenga esattamente le onde emesse (quando lavora alla frequenza autorizzata) e mantenga costante la frequenza di emissione (senza scintillazione) al momento della manipolazione o della modulazione;

II°) gli stadi che seguono l'oscillatore-pilota non oscillino che alla frequenza dell'oscillatore-pilota o, in caso di moltiplicazione di frequenza, solo secondo un multiplo di questa.

I°) La regolazione esatta delle onde emesse da una stazione e la costanza della frequenza di emissione del complesso, sono ottenuti:

1° - prendendo le seguenti precauzioni nel circuito di comando medesimo:

a) gli organi di accordo nel circuito di oscillazione dell'oscillatore-pilota devono essere invariabili. Per ottenere la sua auto-azione, si raccomanda di impiegare, invece del rame, dei materiali su cui la temperatura non influisca, e di adoperare un condensatore ad aria;

b) la lampada, disposta nel circuito di comando, non deve presentare variazioni nel suo accordo. Deve quindi, per esempio, avere una tensione di accensione ed una tensione di placca sufficentemente costanti;

c) se si fa uso di un crisiallo di quarzo o di un diapason nell'oscillatore-pilota, se ne deve mantenere la temperatura quanto più costante è possibile, poichè piccole variazioni di temperatura bastano per cambiarne la frequenza. La costanza della temperatura è assicurata da un termostato. Inoltre, il cristallo di quarzo deve

essere sottoposto ad un carico piccolissimo, in modo che questo non produca un riscaldamento interno che il termostato non potrebbe compensare. Dalle prove fatte con oscillatori piloti bene costruiti risulta che la precisione di frequenza realizzabile con tali apparati è di 0,001 %.

2° - Prendendo delle precauzioni le quali, al momento dell'accoppiamento dell'oscillatore-pilota con gli stadi successivi di maggiore potenza, impediscono che la frequenza dell'oscillatore-pilota ne sia influenzata. Queste precauzioni possono essere le seguenti:

a) fare molto debole l'accoppiamento tra l'oscillatore-pilota e gli stadi successivi, (per mezzo di un separatore, per esempio);

b) moltiplicare la frequenza negli stadi che seguono l'oscillatore-pilota per evitare una reazione del circuito successivo.

La moltiplicazione della frequenza s'impiega in genere solamente nel caso che il circuito di comando debba, per ragioni di opportunità, essere stabilito per una frequenza più bassa della frequenza autorizzata della stazione. Si impedisce nel medesimo tempo una reazione del circuito successivo;

c) evitare le forti variazioni di tensione delle sorgenti di corrente; queste variazioni, prodotte dalla manipolazione, si possono riscontrare negli stadi che seguono l'oscillatore-pilota.

A questo scopo, si fa uso, durante la manipolazione, di una compensazione di carico destinata a mantenere quanto più è possibile, costante il carico della sorgente di corrente durante la manipolazione;

d) impiegare più stadi tra l'oscillatore-pilota e lo stadio di manipolazione, per facilitare il mantenimento della costanza di frequenza dell'oscillatore pilota.

Anche disponendo di un oscillatore-pilota tarato ed impiegando i dispositivi predetti, è necessario di avere a disposizione un ondametro per controllare se la frequenza autorizzata è esatta. Se i mezzi sopracitati mancano parzialmente, la frequenza autorizzata deve essere mantenuta, automaticamente, se è possibile, mediante un ondametro fisso.

II°) Si deve impedire che gli stadi che seguono l'oscillatore-pilota non oscillino da se stessi, come può verificarsi nel caso di autoeccitazione di questi stadi. Tale autoeccitazione sarà impedita se si allontana la reazione nei diversi stadi:

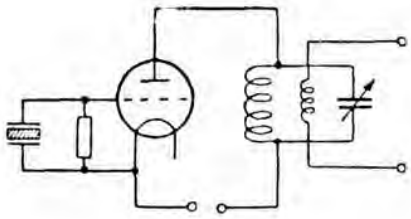


FIGURA 1.

Cristallo di quarzo nell'oscillatore pilota.

1) compensando l'influenza della capacità tra griglia e la placca delle lampade trasmittenti, mediante l'impiego di dispositivi di neutralizzazione (dispositivi neutrodine);

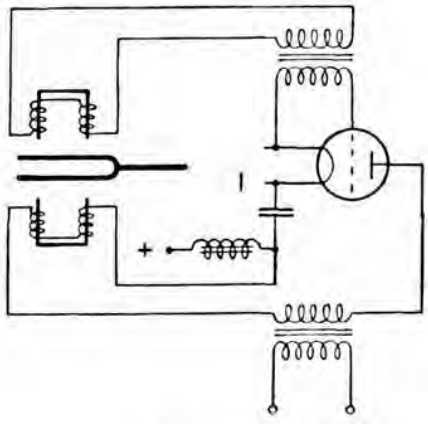


FIGURA 2.

Diapason nell'oscillatore pilota.

2) utilizzando delle lampade a griglia-schermo;

3) moltiplicando la frequenza [(vedere in I°), 2° *b*)].

B) MEZZI IMPIEGATI PER MANTENERE LA FREQUENZA AUTORIZZATA E PER MANTENERE COSTANTE LA FREQUENZA DI EMISSIONE DEI COMPLESSI A MACCHINA.

1 - I soli apparati da considerare per mantenere la frequenza autorizzata sono i regolatori di velocità che si regolano con l'aiuto

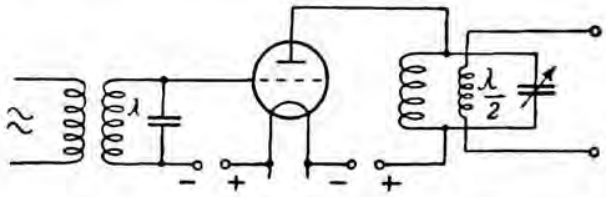


FIGURA 3.
Duplicazione della frequenza.

di un ondametro e che devono mantenere sufficientemente costante il numero dei giri della macchina di comando del generatore ad alta frequenza. Attualmente, questi regolatori possono essere co-

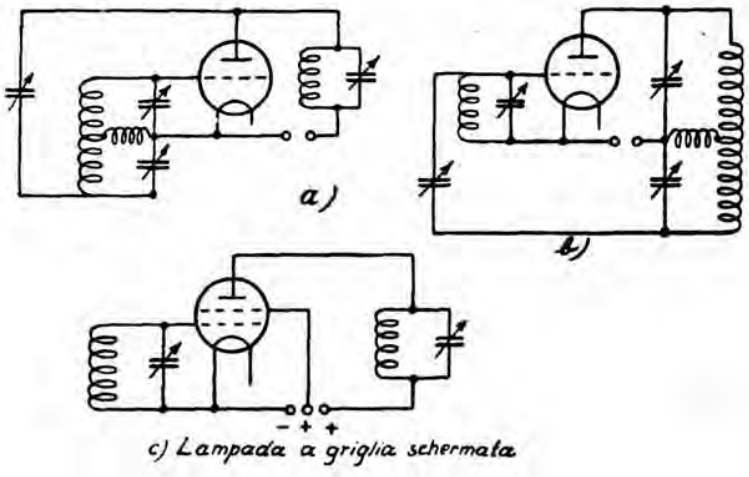


FIGURA 4.
Montaggio di neutralizzazione.

struiti con una precisione fino a 0,01 %. Bisogna evitare, il più possibile, l'ondulazione delle macchine.

2 - Una scintillazione notevole provocata da una manipolazione più rapida non è da temere, perchè le masse della macchina

che sono in movimento, producono una compensazione. In caso di diminuzione della rapidità della manipolazione, è duopo creare una compensazione di carico [vedere anche in *A)* 1°) 2° *c)*].

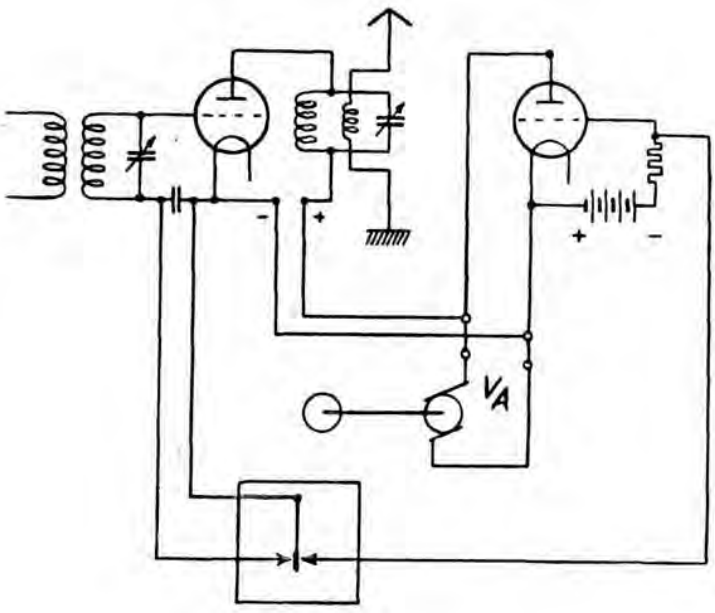


FIGURA 5.
Compensazione di carica.

C) QUALE È LA COSTANZA DI FREQUENZA CHE I TRASMETTITORI DELLE STAZIONI FISSE POSSONO RAGGIUNGERE ATTUALMENTE NELLA PRATICA E QUALI SCOSTAMENTI SI POSSONO PERMETTERE RISPETTO ALLA FREQUENZA AUTORIZZATA ?

Impiegando i mezzi predetti, si può raggiungere, nella pratica, le seguenti tolleranze per gli scostamenti tra la frequenza della stazione e la frequenza autorizzata:

PER LE FREQUENZE	PER LE LUNGHEZZE D'ONDA	TOLLERANZA
inferiori a 33,5 kc/s	superiori a 9000 m.	± 0,1 %
da 100 a 33,5 kc/s	da 3000 a 9000 m.	± 0,02 %
da 285,7 a 100 kc/s	da 1050 a 3000 m.	± 0,01 %
da 1714 a 285,7 kc/s	da 175 a 1050 m.	± 0,01 %
da 4000 a 1714 kc/s	da 75 a 175 m.	± 0,01 %
superiori a 4000 kc/s	inferiori a 75 m.	± 500 cicli

Gli scostamenti di frequenza risultante dall'utilizzazione non devono sorpassare $\pm$ 20 cicli.

Si raccomanda di prescrivere queste tolleranze ad ogni trasmettitore di una stazione fissa che occupi delle gamme di frequenza assegnate esclusivamente ai servizi fissi.

Visto che la maggior parte delle stazioni mobili sono costruite in condizioni molto sfavorevoli (spazio ridotto, tensione di alimentazione poco costante), che devono, inoltre, lavorare avendo la possibilità di cambiare rapidamente la frequenza, che il loro servizio non può essere eseguito con tanta cura come quello delle stazioni fisse, e visto che le stazioni mobili, che lavorano con delle frequenze superiori a 6000 Kc s non hanno ancora abbastanza esperienza in materia, non si dovrebbe, in generale, indicare tolleranza per le stazioni mobili.

Però, per le stazioni mobili che utilizzano delle frequenze inferiori a 285 Kc s (a 1050 m.), si calcola che una tolleranza di 0,4 % è ammissibile; questa tolleranza è quindi quella proposta.

Sembra non giustificato prescrivere alle stazioni fisse, che occupano gamme di frequenza assegnate cumulativamente alle stazioni fisse ed alle mobili, tolleranze diverse da quelle concesse alle stazioni mobili. È per questa ragione che le tolleranze indicate precedentemente sono state proposte solamente per quelle stazioni fisse che occupano gamme di frequenza esclusivamente assegnate alle stazioni fisse.

ANNESSO II AL PARERE N. 15. - ESPOSTO PRESENTATO DAGLI STATI UNITI D'AMERICA. (1) - Misure delle frequenze e metodi di regolazione.

Uno dei limiti tecnici all'impiego della radio elettricità è dato dal grado di costanza della frequenza delle stazioni. In quasi tutto lo spettro, questo limite determina effettivamente il numero delle vie di comunicazione disponibili. La richiesta di utilizzazione

(1) Questo documento è un estratto dell'esposto d'insieme, pubblicato nei documenti della prima riunione del C. C. I. R.

di queste vie aumenta costamente nel mondo intero. ed è perciò importante prendere tutte le misure possibili per mantenere la stabilità delle frequenze che sono state assegnate alle stazioni di tutte le categorie.

La regolazione od aggiustamento della frequenza delle stazioni, si può eseguire a mano od automaticamente. Le regolazioni a mano sono effettuate ad intervalli che variano considerevolmente. La regolazione o controllo automatico ha il vantaggio di essere continua; è d'uso in poche stazioni, ma il suo impiego diventa sempre più frequente. Nel caso di trasmettitori ad alternatori, il controllo automatico della frequenza è ottenuto per mezzo del controllo della velocità della forza motrice; questo metodo è soddisfacente fino a 0,1 % circa. Qualche trasmettitore a lampada è controllato automaticamente da un oscillatore a quarzo. Quando ci si assicura che venga mantenuta costante la temperatura della lamina di quarzo, un tale controllo può essere fatto con una precisione di almeno 0,01 %. In questi trasmettitori un campione di frequenza può essere considerato come unito al trasmettitore. Eccettuata questi casi, l'opportuno mantenimento della stabilità della frequenza esige che ogni stazione regoli la sua frequenza a frequenti intervalli per mezzo di un apparato separato, che serve da campione di frequenza.

I frequenziometri (ondametri, sono di due tipi generali; il vecchio tipo a risonanza, è il tipo che serve da generatore. I due tipi possono essere destinati a coprire una considerevole serie di frequenze od una gamma di frequenze molto limitata. Quando un frequenziometro del tipo a risonanza è destinato a coprire solamente una gamma molto limitata dalle due parti della frequenza di una stazione, essa è conosciuta sotto il nome di indicatore di frequenza. Il tipo di frequenziometro che serve da generatore è comunemente chiamato frequenziometro eterodina quando è destinato a coprire un gran numero di frequenze.

Un generatore di una sola frequenza, che utilizza come sorgente una combinazione di placche piezo-elettriche e di lampade è di impiego sempre più esteso come campione di frequenza per le stazioni radio elettriche. Questo dispositivo si chiama piezo-oscillatore.

Il piezo oscillatore è regolato in modo da produrre la frequenza della stazione nella quale deve essere utilizzato. Quando si prende cura affinchè la temperatura della lamina di quarzo venga mantenuta costante, si può ottenere una precisione di almeno 0,01 %. Quando si impiega il piezo-oscillatore, si regola il trasmettitore fino alla sparizione del battimento tra i due apparati. È spesso conveniente di amplificare la nota di battimento per mezzo di un amplificatore a bassa frequenza munito di un alto parlante; se la frequenza del trasmettitore varia, si produce il fischio che attrae l'attenzione dell'operatore sulla deviazione.

Raccomandazioni. Le condizioni richieste per la misura e la regolazione della frequenza sono necessariamente differenti, secondo che si tratta di stazioni di aeronavi, di bordo e di stazioni terrestri. Nessuna raccomandazione si fa per quanto concerne le condizioni immediate richieste per le stazioni di aeronave, perchè non si dispone ancora di sufficente esperienza per indicare quale sono le esigenze che sarebbero opportune. È però raccomandato che sia fatto obbligo a tutte le stazioni radioelettriche di qualunque categoria eccettuate quelle dei radio amatori, di essere munite di un frequenziometro o di un indicatore di frequenza, la cui precisione sia specificata per ogni stazione. Questa esigenza non impedirebbe che il dispositivo faccia parte integrante del trasmettitore.

Si raccomanda che tutte le stazioni di bordo siano obbligate di essere munite di un frequenziometro avente un grado di precisione eguale $^1/_2$ per cento almeno (salvo nel caso che ne fossero dispensate dall'Amministrazione nazionale per il fatto che il tipo medesimo del trasmettitore assicuri una precisione equivalente e permanente). Questa esigenza è ragionevole. Attualmente è giudicata più adatta di qualsiasi esigenza concernente la regolare regolazione del trasmettitore. La presenza di un campione in tutte le stazioni di bordo avrà senza dubbio per risultato di ridurre considerevolmente i disturbi. Si raccomanda, inoltre che ogni Amministrazione studi la questione per sapere se convenga esigere delle verifiche e regolazioni più frequenti dei trasmettitori delle stazioni di bordo. È anche raccomandato che ogni Amministrazione

cerchi di attivare l'installazione di tipi di trasmettitore, come quelli a lampade, la cui frequenza è suscettibile di essere regolata più esattamente.

Si raccomanda che tutte le stazioni di terra, eccettuate quelle degli amatori, e tutte le stazioni che funzionano su una frequenza specificamente attribuita, debbano avere un campione di frequenza. Per le stazioni che impiegano delle frequenze superiori a 100 Kc/s, la precisione dovrà essere di almeno 0,01 %. Attualmente un tipo di campione che può convenire a questa condizione è quello che utilizza un piezo oscillatore a controllo di temperatura. Si raccomanda che ogni stazione di radio-amatore debba avere un apparato che, secondo l'opinione dell'Amministrazione, permetta di mantenere le frequenze della stazione nei limiti delle gamme attribuite ai radio amatori. Si raccomanda, inoltre, che tutte le stazioni terrestri, eccettuate quelle dei radio amatori, che utilizzono frequenze superiori a 1500 Kc s debbano regolare il loro trasmettitore alla frequenza attribuita e ciò con una precisione di almeno 0,025 % Ogni amministrazione nazionale è autorizzata a non applicare queste condizioni a quelle stazioni il cui dispositivo medesimo del trasmettitore assicuri una esattezza equivalente e permanente. L'impiego di un frequenziometro è però desiderabile in tutti i casi, come mezzo di controllo della stabilità della frequenza.

PARERE N. 16. - IMPIEGO DEL FREQUENZIOMETRO DA PARTE DELLE STAZIONI RADIOELETTRICHE.

Il C. C. I. R. emette i voti:

1. - che ogni stazione fissa o terrestre, ogni stazione per servizi speciali sia munita di un frequenziometro avente almeno la precisione indicata nel parere N. 10, comma 4, o di un dispositivo equivalente, essendo inteso che, sotto il nome di dispositivo equivalente, si comprendono i dispositivi di stabilizzazione aventi almeno la medesima efficacia od una organizzazione che permette di precedere molto spesso a misure di frequenze a distanza. Si raccomanda tuttavia che ogni stazione, la cui frequenza sia suscettibile di variare a causa di circostanze locali, sia munita di un frequenziometro;

2. - che ogni paese voglia prendere le opportune disposizioni intese a che i radio amatori si limitino nell'interno delle gamme di frequenza che sono state loro assegnate, imponendo in particolare ai radio-amatori, qualora fosse necessario, l'impiego di un frequenziometro o di qualunque dispositivo equivalente;

3. - che, per tutte le stazioni di bordo delle navi, la frequenza di emissione sia verificata il più spesso possibile dal servizio di ispezione da cui dipendono; tuttavia, si raccomanda che le stazioni che trasmettono su frequenze superiori a 6000 kc s (onde inferiori a 50 m.) siano munite di un frequenziometro;

4. - che, per le stazioni di aeronavi, è opportuno che le Amministrazioni prendano le misure necessarie per mantenere la frequenza dei trasmettitori delle loro rispettive aeronavi nei limiti prescritti dal C. C. I. R.

PARERE N. 17. - SOPPRESSIONE DEI TRASMETTITORI AD ONDE SMORZATE.

A causa degli intensi disturbi prodotti dalle onde smorzate il C. C. I. R. emette il voto che le varie amministrazioni cerchino di attivare, nel limite del possibile, la soppressione delle stazioni trasmittenti ad onde smorzate (tipo B), di potenza superiore ai 300 Watt misurati all'ingresso del trasformatore di alimentazione a frequenza udibile, in antecedenza delle date limiti indicate nell'articolo 5 § 8 del Regolamento Generale di Washington.

PARERE N. 18. - ATTRIBUZIONE DI FREQUENZE SUPERIORI A 6000 KC S. - RAGGRUPPAMENTO GENERALE DELLE FREQUENZE.

Il C. C. I. R., considerando lo sviluppo delle comunicazioni mondiali a mezzo di frequenze superiori a 6000 kc/s, raccomanda, per facilitarne l'impiego metodico nel futuro in armonia coi progressi della tecnica, che le Amministrazioni attribuiscano, nella gamma di questa parte dello spettro esclusivamente riservata ai servizi fissi, solamente frequenze espresse, per quant'è possibile dai numeri di kc s multipli di 5.

S'intende che lo stato attuale della tecnica, non permette sempre, specialmente per le frequenze più alte, di fare lavorare

contemporaneamente due stazioni su due frequenze che differiscano solamente di 5 kc/s e che la pratica attuale mostra che una differenza di frequenza di circa 0,1 % tra due stazioni radiotelegrafiche è generalmente desiderabile per ottenere una sufficiente protezione contro i disturbi.

Tuttavia, qualora le diverse condizioni lo permettano, le stazioni radiotelegrafiche possono lavorare con un intervallo di frequenze inferiori a 5 kc/s.

Si raccomanda inoltre che, in ogni gamma esclusivamente riservata ai servizi fissi, le frequenze utilizzate da una stessa Amministrazione e da una stessa compagnia privata, siano, il più possibile, raggruppate insieme.

PARERE N. 19. - NOTIFICAZIONE DELLE FREQUENZE ALL'UFFICIO INTERNAZIONALE DELL'UNIONE TELEGRAFICA.

Il C. C. I. R. raccomanda alle Amministrazioni di inviare, all'Ufficio Internazionale dell'Unione Telegrafica, insieme alle notificazioni delle frequenze previste dall'articolo 5 § 17, del Regolamento Generale di Washington, le seguenti informazioni:

1°) Posizione geografica del trasmettitore.
2°) Freguenza (lunghezza d'onda).
3°) Nominativi di chiamata proposto.
4°) Potenza prevista nell'antenna.
5°) Tipo di emissione (A1, A2, A3).
6°) Frequenza (o frequenze) di modulazione, se ve ne sono.
7°) Velocità normale di trasmissione.
8°) Dirigibilità dell'antenna (vedere parere N. 7).
9°) Genere di servizio e paesi coi quali è prevista una comunicazione.
10°) Data prevista per l'ultimazione della stazione.
11°) Data di messa in funzione della stazione (mediante ulteriore notificazione).

Il C. C. I. R. raccomanda ugualmente alle Amministrazioni di indirizzare al più presto possibile all'Ufficio Internazionale dell'Unione Telegrafica le medesime informazioni concernenti le sta-

zioni in servizio o quelle le cui frequenze sono già state notificate.

Il C. C. I. R. raccomanda infine che l'Ufficio Internazionale dell'Unione Telegrafica voglia raggruppare queste informazioni in una pubblicazione facile a consultarsi.

PARERE N. 20. - GAMMA TOTALE DELLE FREQUENZE.

Il C. C. I. R.,

considerando qualcuno dei seguenti sistemi-tipi di trasmissione, ritiene che, allo stato attuale della tecnica, la gamma totale di frequenze sulla quale si estende generalmente la loro trasmissione è la seguente:

SISTEMA-TIPO	GAMMA TOTALE DI FREQUENZA IN PIÙ O IN MENO
Codice Morse internazionale per 100 parole al minuto in telegrafia su onda persistente non modulata	da 160 a 240 c s.
Codice Morse internazionale in telegrafia su onda persistente modulata	il numero dei cicli dato dalla linea precedente per la velocità utilizzata, più due volte la frequenza di modulazione.
Trasmissione di fac-simili e di immagini .	da 2000 a 10.000 c/s.
Televisione	da 10.000 a 100.000 c/s.
Telefonia commerciale	6.000 c/s.
Telefonia di radiodiffusione	da 10.000 a 20.000 c/s.

(Continua)

Direttore responsabile: Prof. G. VANNI.

Anno 9° - N. 3. Maggio - Giugno 1930-A. VIII.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO

DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino Radiotelegrafico del R. Esercito

SOMMARIO:

Cap. G. MALERBA } Misura diretta del grado di modulazione di un
Dott. N. GRIFONE } trasmettitore radio-telegrafico.

Prof. G. VANNI. — Pareri emessi dal Comitato Consultivo Internazionale Radioelettrico (C. C. I. R.).

ABBONAMENTO.

ANNUO (6 numeri). . . . L. 12
UN NUMERO SEPARATO . . L. 3

Inviare l'importo a mezzo vaglia alla DIREZIONE DELL' ISTITUTO R. T. ED E. DEL GENIO MILITARE, Viale Mazzini 8. ROMA (49)

Roma, Tipo-Lit. Off. R.T. ed E. del Genio Mil.
N. 12 - 1930-VIII.

Anno 9° - N. 3. Maggio - Giugno 1930 - Anno VIII.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino Radiotelegrafico del R. Esercito

Diretto dal Prof. G. VANNI

Misura diretta del grado di modulazione di un trasmettitore radio-telefonico

Sommario. — *Presentati alcuni metodi per la misura del grado di modulazione di un trasmettitore radiotelefonico, viene esaminato un metodo basato su l'uso di un voltmetro di cresta a compensazione anodica la cui lettura dà direttamente la percentuale di modulazione. È stato analizzato il funzionamento dell'apparecchio dal punto di vista della validità delle conclusioni e sono state ricavate delle semplici formole per la scelta dei componenti.*

È data una breve relazione degli accorgimenti pratici per una rapida messa a punto e manovra di misura e si accennano alcune applicazioni al controllo delle stazioni di radiodiffusione.

BIBLIOTECA REALE ROMA VITTORIO EMANUELE

1. - **Generalità.** - È noto che in un trasmettitore radiotelefonico a valvole elettroniche, la corrente generata dai suoni del microfono e successivamente più o meno amplificata vada a sovrapporsi alla corrente ad alta frequenza, modulandola.

L'ampiezza di questa corrente modulata non è quindi più costante ma varia a seconda dell'incisione più o meno marcata eseguita dalla corrente telefonica.

Se indichiamo con i_p (fig. 1, *a*) l'ampiezza costante della corrente a radiofrequenza, detta portante, e con i_m l'ampiezza massima relativa della corrente modulata si chiama grado di modulazione il rapporto:

$$g_m = \frac{i_m - i_p}{i_p}$$

e percentuale di modulazione il valore 100 g_m %.

Il rapporto, data la i_p, può variare dal valore zero per $i_p = i_m$ cioè quando non esiste la modulazione, fino al valore 1 quan-

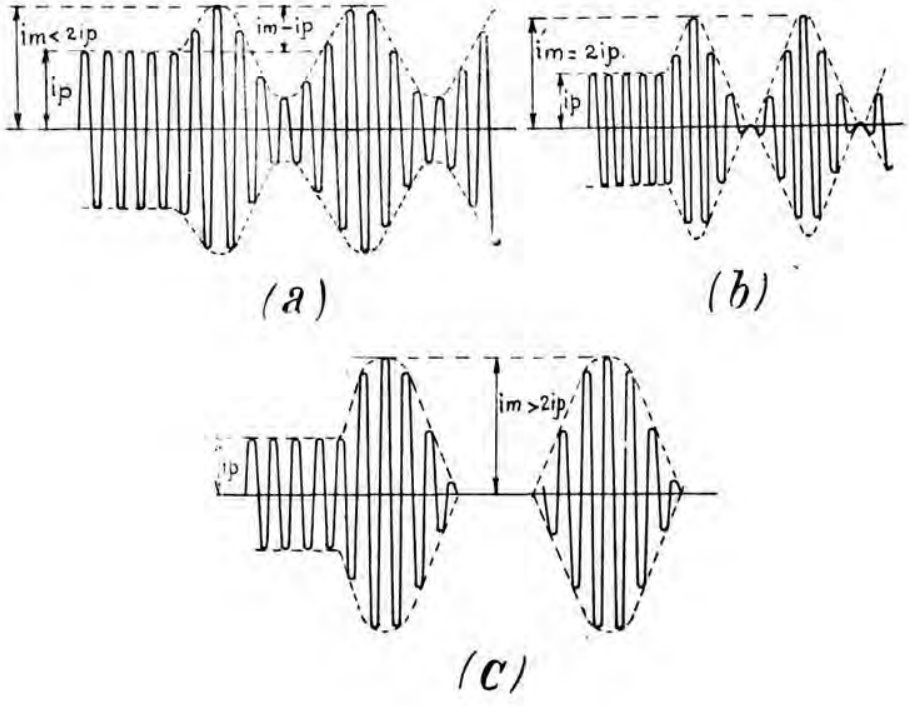


Figura 1.

do $i_m = 2\, i_p$, cioè quando le punte di modulazione sono tali da annullare la corrente portante. (fig. 1, *b*).

Come si vede la percentuale di modulazione non è costante ma varia appunto con l'ampiezza della corrente microfonica. Si

può quindi spingere il grado di modulazione amplificando la corrente stessa. Però bisogna tener conto che nel caso in cui

$$i_m > 2\, i_p$$

vi saranno dei momenti in cui la corrente portante viene annullata tagliando completamente la trasmissione (fig. 1, *c*). Si ha in questo caso una distorsione dovuta appunto alla mancanza di alcune parti della trasmissione e precisamente di quelle per cui l'intensità della corrente microfonica è tale da sorpassare il 100 % di modulazione.

Si vede quindi che se è utile aumentare la percentuale di modulazione per diminuire l'assorbimento della trasmissione è altrettanto necessario non sorpassare la percentuale del 100 %. (fig. 1, *b*).

Di qui la necessità di poter misurare il grado di modulazione. In questo caso non si può misurare l'intensità efficace con strumenti a filo caldo o a coppia termoelettrica perchè si avrebbe per i_m un valore uguale ad i_p; è necessario quindi avere degli strumenti che misurino le grandezze massime relative o, come anche si dice, i valori di cresta.

2. - **Voltmetri di cresta per la misura del grado di modulazione.** - A questo scopo sono adoperati comunemente dei voltmetri detti appunto di cresta. La sostituzione del voltmetro all'amperometro non porta nessuna variazione, essendo le differenze di potenziale proporzionali alle correnti, cosicchè:

$$g_m = \frac{e_m - e_p}{e_p}$$

dove e_m ed e_p hanno significato analogo alle i_m ed i_p.

Un metodo molto semplice per misurare la tensione massima è quello di adoperare una qualsiasi valvola funzionante all'inizio della curva caratteristica, nel punto cioè in cui la corrente anodica è zero.

Disponendo di un galvanometro molto sensibile nel circuito anodico, si può, regolando la tensione base di griglia, portare allo zero la corrente anodica o, per praticità, ad un punto molto prossimo allo zero (una o due divisioni per es).

Applicando una tensione alternata alla griglia, quale potrebbe essere per esempio la tensione dovuta all'onda portante o quella dovuta all'onda modulata, la corrente media di placca aumenta.

Si compensa di nuovo questa corrente aumentando la tensione negativa di griglia fino a riportare l'indice del galvanometro nella posizione primitiva, L'aumento di tensione negativa di griglia, misurabile con un voltmetro a corrente continua, è uguale al valore massimo della tensione oscillante applicata.

Eseguendo così le misure di e_m e di e_p si può calcolare il grado di modulazione g_m.

Un altro metodo è quello di raddrizzare con un diodo la tensione alternata e caricare quindi un condensatore, il quale assumerà la tensione massima della corrente raddrizzata (1). Scaricando poi il condensatore su di un galvanometro balistico, tarato in precedenza con tensione continua, si legge senz'altro il valore massimo stesso.

Nel caso che la tensione alternata sia troppo piccola si può aggiungere ad essa una tensione continua ed ottenere quindi una tensione pulsante apprezzabile. Dalle misure eseguite va sottratta la tensione continua ausiliaria.

3. - **Modulometro a lettura diretta.** - Ultimamente però è stato indicato da M. Büge nel Zeit. fur Hochf. Tecn. del nov. 1929 un tipo di voltmetro di cresta che può adoperarsi per misurare, a lettura diretta, il grado di modulazione, una volta regolato su una stazione ad emissione costante (vedi fig. 2).

Esso si basa sul principio di eccitare la griglia di una valvola amplificatrice mediante la scarica di un condensatore, caricato a sua volta dalla tensione che viene indotta in un circuito di ricezione dal campo elettromagnetico del trasmettitore da misurare.

Il funzionamento avviene nel seguente modo: la tensione oscillante indotta in una bobina accordata sull'onda del trasmettitore, dopo esser stata raddrizzata dal diodo *V*, carica il

(1) - La tensione massima sarà relativa o assoluta a seconda che la capacità del condensatore è piccola o grande.

condensatore C ed eccita la griglia della valvola amplificatrice V_a nel circuito anodico della quale, se il funzionamento si mantiene nel tratto rettilineo della caratteristica, si hanno variazioni di corrente proporzionali alla tensione d'entrata.

Nel circuito anodico della valvola V_a è inserito un milliamperometro di resistenza interna r_a shuntato da una resistenza variabile R_s. In parallelo allo strumento è derivato un circuito costituito da una batteria E_c e una resistenza R_c allo scopo di compensare, nel modo che si vedrà appresso, la corrente anodica della valvola.

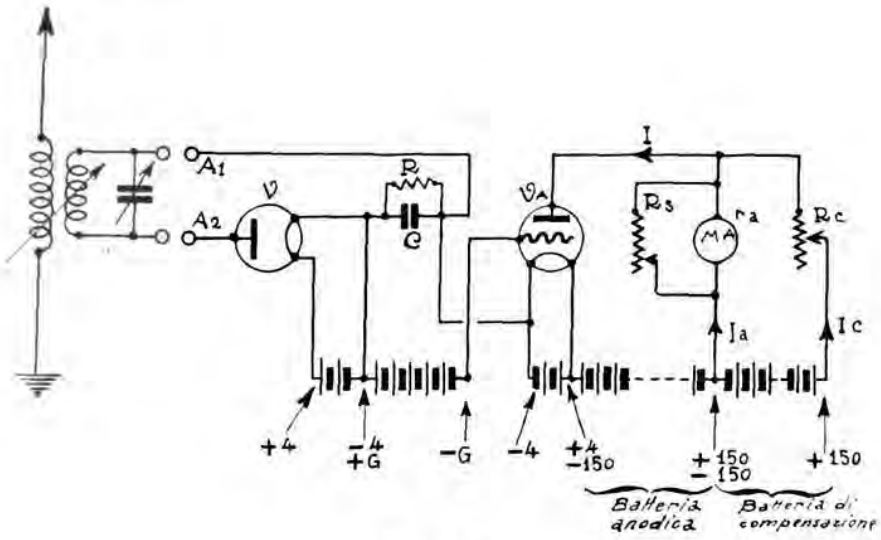


Figura 2.

Essendo molto piccola la resistenza del milliamperometro, sarà anche molto piccola la resistenza totale esterna R_a del circuito anodico della valvola, per cui si può ritenere quest'ultima alimentata a potenziale costante anche durante le variazioni di corrente anodica prodotte dalle variazioni della tensione di griglia. Con tale ipotesi, in base alle caratteristiche statiche della valvola adoperata, si sceglie la tensione base più opportuna da dare alla griglia affinchè la valvola durante il funzionamento si mantenga entro i limiti del tratto rettilineo della caratteristica, tenendo pre-

sente che non è necessario tenersi al punto centrale essendo unidirezionali le variazioni di tensioni di griglia.

Per essere sicuri che la condizione di funzionamento nel tratto rettilineo sia sempre verificata, anche per forti escursioni della tensione di griglia dovute alla tensione di carica del condensatore C, è necessario scegliere per V_a una valvola di potenza di elevata pendenza e la cui corrente di saturazione abbia un grande valore. Lo stesso effetto si può ottenere mettendo in parallelo più valvole di minore emissione.

4. - **Metodo della misura.** - Per effettuare la misura, si comincia col compensare la corrente di riposo della valvola amplificatrice mediante la regolazione della resistenza R_c. Tale operazione va fatta col trasmettitore a riposo oppure nel caso che questo emette, mettendo in corto circuito i morsetti d'entrata A_1 A_2.

Quando lo strumento non indica più passaggio di corrente vorrà dire che la compensazione si è effettuata. In tali condizioni si toglie il corto circuito ai morsetti A_1 A_2 e si attende che il trasmettitore emetta la sola onda portante. Per effetto di questa, il condensatore C si carica alla tensione e_g e la corrente anodica della valvola amplificatrice varierà delle quantità:

$$\Delta i_p = S e_g,$$

dove, $$S = \frac{m}{R_A + R_i} \cong \frac{m}{R_i},$$

essendo R_A trascurabile rispetto ad R_i; (m = coeff. d'amplif.; R_A = resistenza esterna: R_i = resistenza interna).

Il milliamperometro indicherà una deviazione d_1.

Regolando ora lo shunt R_s si fa in modo di portare l'indice dello strumento sulla graduazione 100 cosicchè $d_1 = 100^0$. Affinchè la precedente compensazione non venga influenzata dalla variazione di R_s, è necessario che R_c sia molto grande rispetto ad r_a (per es. $R_c = 10000$; $r_a = 10$). In seguito, mediante la variazione di R_c si compensa nuovamente la corrente indicata dal milliamperometro fino a riportarla di nuovo a zero.

Al sopraggiungere dell'onda modulata il condensatore C si

carica alla tensione $e_m > e_p$ e la corrente anodica della valvola varierà della quantità:

$$\Delta i_m = S (e_m - e_p)$$

e il milliamperometro indicherà una nuova deviazione d_2.

Il grado di modulazione sarà dunque:

$$g_m = \frac{\Delta i_m}{\Delta i_p} = \frac{e_m - e_p}{e_p} = \frac{d_2}{d_1}$$

ed avendo fatto $d_1 = 100$, sarà:

$$d_2 = \frac{e_m - e_p}{e_p} 100 = 100 g_m$$

Come si vede la lettura d_2 dà direttamente in percentuale il grado di modulazione del trasmettitore. Scegliendo opportunamente, come già si è accennato, la capacità C si possono misurare i massimi del grado di modulazione e la media di questi rispettivamente dando a C valori piccoli o grandi.

5. - **Scelta dei valori dei componenti l'apparecchio.** - Una volta fissato il tipo di valvola V_A si possono scegliere in base alle caratteristiche di essa gli altri elementi dell'apparecchio.

Come già si è detto la resistenza di compensazione R_c deve essere molto grande rispetto a quella interna dello strumento. Ne viene di conseguenza che affinchè la compensazione della corrente anodica sia sempre possibile è necessario che anche la batteria E_c abbia un valore adatto. Tale valore si trova nel seguente modo:

Dai principi di Kirckoff, chiamando con I la corrente anodica totale, con I_a la corrente che passa nello strumento shuntato con I_c la corrente di compensazione e con r_a la resistenza dello strumento compreso lo shunt R_s (v. fig. 2) si ricava:

$$\begin{aligned} I &= I_a + I_c \\ r_a I_a &= R_c I_c - E_c, \end{aligned} \qquad (1)$$

da cui:

$$r_a I_a = R_c (I - I_a) - E_c$$

$$R_c = \frac{r_a I_a + E_c}{I - I_a} \qquad (2)$$

Quando si compensa la corrente anodica, I_a si deve annullare e dalla formola (1) e (2) si ricava:

$$R_c = \frac{E_c}{I} \qquad (3)$$

$$I = I_c$$

siccome la I è conosciuta dalle caratteristiche della valvola adoperata e dato che la R_c può essere fissata in precedenza ad un valore circa 1000 volte superiore a r_a resta definita anche la tensione più opportuna da dare alla batteria E_c.

Giova avvertire che essendo anche:

$$I_a = \frac{R_c I - E_c}{r_a - R_c},$$

la E_c non deve superare il valore $R_c I$ altrimenti non sarà sempre possibile la compensazione della corrente di riposo della valvola, non potendo la I_a diventare negativa. Conviene tuttavia non tenersi nemmeno molto al disotto di tale valore di E_c al fine di evitare che la compensazione sia ottenuta con un piccolo valore della resistenza R_c.

Anzi, affinchè la compensazione della corrente dovuta all'onda portante faccia diminuire di poco la resistenza R_c è bene che lo shunt dello strumento sia tenuto al massimo possibile e per portare la deviazione dovuta all'onda portante al 100 della graduazione dello strumento si può accoppiare più strettamente la bobina d'entrata dell'apparecchio col trasmettitore da misurare, invece di diminuire lo shunt.

6 - **Altre applicazioni del modulometro.** - Se al posto del milliamperometro si inserisce un registratore di bassa resistenza si può ottenere direttamente il grafico del grado di modulazione

di un dato trasmettitore durante tutta l'emissione. È possibile così controllare tutte le caratteristiche di modulazione per tutto il tempo che questa si effettua e ricavare dati interessanti circa il comportamento dei vari suoni che costituiscono la parola e la musica.

Dal grafico suddetto è possibile verificare anche se la potenza del trasmettitore corrispondente all'onda portante rimane costante. Tale condizione è messa in evidenza dal fatto che durante i periodi di riposo (senza modulazione) la linea descritta dall'ago del registratore deve risultare costantemente sulla linea dello zero.

7. - **Realizzazione ed accorgimenti pratici** - Per incarico del Col. Sacco, Direttore dell'Officina R. T. ed. E. del Genio Militare furono sperimentati i vari metodi di misura descritti allo scopo di constatare la percentuale di modulazione raggiunta nei trasmettitori militari in relazione ai vari sistemi di modulazione adottati. Il metodo di M. Büge, dettagliatamente analizzato e descritto, sembrò il più adatto per la realizzazione di un apparecchio portabile, di facile impiego e a lettura diretta.

Esso fu realizzato nel Reparto Studi dell'Officina e la scelta degli elementi venne fatta in base alle considerazioni accennate nella discussione dello schema.

Pel diodo V è stata adoperato un comune triodo ricevente con la griglia connessa alla placca. Il tipo di valvola qui non ha importanza mentre, al contrario, la valvola V_A dev'essere, come già si è detto, una valvola a grande pendenza e la cui corrente di saturazione sia molto grande affinchè durante il funzionamento non venga oltrepassato il tratto rettilineo della caratteristica. È stata scelta la valvola B 403 Philips alimentata con 150 V, di placca. Si sono dati alla griglia circa 30 V, negativi per avere circa 15 mA di corrente anodica di riposo, necessari per tenersi al disopra del gomito inferiore della caratteristica.

Per lo strumento di misura è stato usato un milliamperometro Weston mod. 506 con la scala fino a 10 mA e tre ohm di resistenza interna, con uno shunt variabile R_s di circa 15 ohm. Volendo invece usare uno strumento fino a 100 mA occorre-


ACC. DIODO
RES. DI COMPENSAZIONE
ACC. AMPLIFICATRICE
MINIMO
MASSIMO
MINIMO
MASSIMO
MINIMO
0
1000
2000
3000
4000
5000
6000
7000
8000
9000

Figura 3.

rebbe mettere in parallelo per lo meno 3 valvole *B* 403 per far si che la corrente anodica totale possa superare tale elevato valore e permettere quindi, mediante la regolazione dello shunt, di portare, come si è spiegato, la deviazione d_1 dovuta all'onda portante al 100 della graduazione.

È evidente però che nel caso dello strumento fino a 10 mA, come quello scelto nel montaggio descritto, la lettura d_2 va moltiplicata per 10 per avere la percentuale di modulazione.

Non essendo stata trovata in commercio una resistenza va-

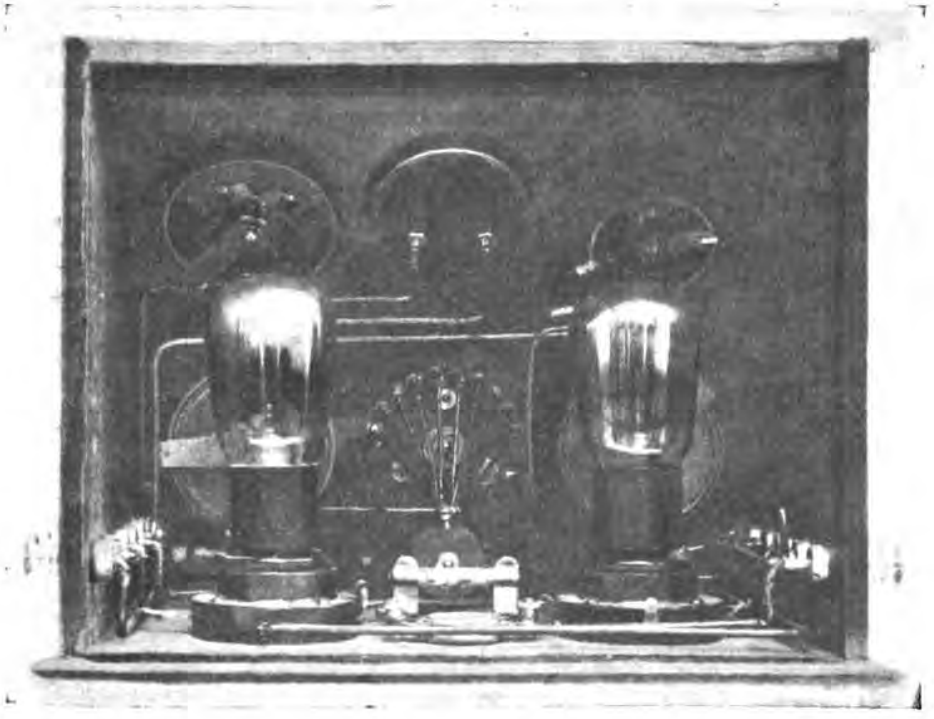


Figura 4.[7]

riabile con continuità del valore di 10000 ohm e che sopportasse una corrente dell'ordine di grandezza della corrente anodica (50÷÷60 mA) fu costruita una resistenza variabile a salti di 1000 ohm, in serie alla quale venne disposto un reostato a variazione continua di 1000 ohm.

Dalle prove risultò che il valore del condensatore C può essere di 0,010 μf per misurare il grado di modulazione istantaneo mentre per misurare il grado medio occorre per lo meno di 2 μf. La resistenza di dispersione messa in parallelo al condensatore in parola deve avere elevato valore ($4 \div 5\ M\Omega$) onde permettere la carica del condensatore ai valori di cresta della tensione.

La batteria di compensazione fu scelta in base alla formola (3), ed essendo I = 0,015 Ampère e R_c = 10000 ohm risultò E_c = = 150 Volta. È importante osservare che l'accensione delle valvole deve essere separata e che per evitare dispersione dovuta all'effetto di mano dell'operatore è necessario collegare alla terra il morsetto negativo della batteria anodica e isolare verso terra le batterie e l'apparecchio. Senza queste precauzioni la regolazione si rende difficile. Per l'uso dell'apparecchio è buona norma inserire per l'ultima e disinserire per prima la batteria di compensazione, onde evitare deviazioni in senso negativo non consentite dallo strumento di misura.

L'apparecchio costruito secondo le indicazioni date ha risposto pienamente allo scopo e le fig. 3 e 4 ne illustrano i particolari di montaggio.

Capitano GENNARO MALERBA.
Dottor NICOLA GRIFONE.

Roma, Maggio 1930-VIII.

Pareri emessi dal Comitato Consultivo Internazionale Radioelettrico

(C. C. I. R.)

(Continuazione e fine)

PARERE N. 21. - SELETTIVITÀ DEGLI APPARATI RICEVENTI.

Il C. C. I. R., considerando le prescrizioni contenute nell'articolo 11, § 4, del Regolamento Generale di Washington, richiama nuovamente l'attenzione sull'importanza fondamentale della selettività degli apparati riceventi. Esso ritiene che, per quanto riguarda la separazione necessaria tra le frequenze utilizzate da due stazioni che lavorano su frequenze vicine, deve essere tenuto conto di questa selettività al medesimo titolo della tolleranza e della larghezza della gamma di emissione.

Il C. C. I. R. riconosce che ogni buon ricevitore moderno deve essere calcolato in modo da ricevere non solo la frequenza assegnata, ma la gamma di frequenza corrispondente alla emissione desiderata. Lo studio dei metodi di ricezione cui si dispone attualmente, mostra che è possibile costruire un ricevitore che, ammettendo una gamma di frequenza uguale a quella dell'emissione considerata, presenti una attenuazione finale per tutte le frequenze che si trovano fuori della gamma il cui centro coincide colla frequenza dell'emissione da ricevere e la cui larghezza è uguale al doppio della gamma di comunicazione in oggetto.

Tuttavia è riconosciuto che la gran maggioranza dei ricevitori attualmente impiegati, specialmente per la ricezione delle onde corte, non raggiunge una tale selettività. In ragione del gran numero di stazioni attualmente in progetto, sarà senza dubbio prossimamente necessario di impiegare dei ricevitori di selettività paragonabile a quella sopra definita.

PARERE N. 22. - UTILIZZAZIONE DELLE FREQUENZE TRA 1500 E 23.000 KC/S.

Il C. C. I. R., considerando che l'utilizzazione ottima della gamma di frequenza compresa tra 1500 a 23.000 kc/s (onde tra 200 e 13 m.) deve tener conto delle proprietà differenti di queste onde per quanto concerne la loro propagazione,

raccomanda alle Amministrazioni di attribuire ai servizi fissi le frequenze contenute in questa gamma ispirandosi ai seguenti principî:

a) le frequenze da 6000 a 23000 kc/s (1) (onde da 50 a 13 m.) sono di massima riservate alle comunicazioni a grande distanza (regolamento Generale di Washington, nota in calce della tabella dell'art. 5). Tuttavia, quando è giorno alla stazione di emissione (cioè dopo circa due ore dal levar del sole fino a circa due ore prima del tramonto), si possono fare emissioni su frequenze comprese tra circa 6000 e circa 9000 kc/s (onde da 50 a 33 m.) per le comunicazioni a distanze medie;

b) le frequenze comprese tra 6000 e 3500 kc/s (1) (onde da 50 a 85 m.), sono di massima riservate alle comunicazioni a distanza media.

c) le frequenze comprese tra 3500 e 1500 kc/s (1) (onde da 85 a 200 m.) sono di massima utilizzate per le comunicazioni a distanza più breve.

Per facilitare l'applicazione di questi principî di massima si raccomanda, per quanto concerne le comunicazioni a distanze brevi e medie, la conclusione di accordi regionali tra le Amministrazioni dei paesi vicini.

PARERE N. 23. - PERFEZIONAMENTO DELLE STAZIONI CHE UTILIZZANO FREQUENZE SUPERIORI AI 6000 KC/S IN GAMME COMUNI AI SERVIZI FISSI E MOBILI.

Il C. C. I. R. prevedendo che un grande numero di stazioni verranno verosimilmente a piazzarsi nelle gamme miste (servizi fissi e mobili) superiori ai 6000 kcicli,

(1) Le frequenze qui indicate sono, s'intende, solamente approssimative.

richiama l'attenzione sull'importanza che vi sarà a che queste stazioni siano dotate di un materiale moderno, tanto per la trasmissione quanto per la ricezione, senza di che il trafffco potrebbe diventare molto difficile in queste gamme.

PARERE N. 24. - ELIMINAZIONE DELLE EMISSIONI NON ESSENZIALI PER UN DETERMINATO TIPO DI COMUNICAZIONE.

Il C. C. I. R. raccomanda che la seguente memoria, presentata dalla Gran Bretagna, sia accettata come un esposto sufficientemente dettagliato della questione 9 del programma. Esso ritiene che non sia possibile, allo stato attuale, stabilire delle norme a questo soggetto.

ANNESSO AL PARERE N. 24. - MEMORIALE PRESENTATO DALLA GRAN BRETAGNA.

La pratica moderna relativa all'eliminazione delle emissioni non essenziali nelle trasmissioni Radioelettriche.

Il presente memoriale riguarda solamente i trasmettitori ad arco od a tubi elettronici, perchè l' Amministrazione Britannica delle P. P. e T. T. ha esperienza specialmente di trasmettitori di tale tipo. Non si è tentato di definire in qualche modo i limiti delle perturbazioni che questi tipi di trasmissioni possono produrre; si è sopratutto cercato di mettere in rilievo le principali cause delle emissioni inutili ed i mezzi adottati per limitarle quanto più è possibile, conservando però al trasmettitore la sua efficacia.

Il trasmettitore ad arco.

Si sà che l'arco Poulsen, accoppiato direttamente ad una antenna, produce molte perturbazioni su onde lontane da quelle dell' arco.

Vi sono due specie di perturbazioni:

1) l'emissione di armoniche, cioè di onde persistenti a frequenza definita;

2) una emissione che è stata chiamata « mush »; quest'ultima dà un suono sibilante nel ricevitore, generalmente più forte in vicinanza delle armoniche.

Le armoniche provengono dal fatto che, nel circuito oscillante, la corrente non ha esattamente una forma sinusoidale. Una conveniente realizzazione dell'arco e del circuito d'antenna permette di ottenere delle armoniche del medesimo ordine di grandezza di quelle di un trasmettitore a tubi elettronici della stessa potenza, montato su una semplice antenna. Anche in questo caso le armoniche e sopratutto il « mush » sono, in pratica, tanto forti da poter disturbare. L'origine del « mush » è meno facile a determinarsi: esso è probabilmente l'irregolarità della frequenza fondamentale. L'arco è un dispositivo ionico, e con l'accoppiamento diretto non si può sperare una frequenza molto costante, a causa della natura stessa dell'azione ionica nella curva. Carson (1) ha dimostrato che, se una oscillazione sinusoidale è modulata in maniera sinusoidale (per modulazione di frequenza), si ottiene una serie infinita di armoniche della somma e della differenza delle frequenze fondamentali e di modulazione.

Se l'una di queste armoniche corrisponde ad una armonica dell'antenna, vi sarà una irradiazione sulla frequenza considerata.

Con l'arco, la frequenza fondamentale subisce dei cambiamenti frequenti e discontinui. Bisogna allora aspettarsi che le « armoniche », dovute a questi cambiamenti irregolari, formino una gamma continua di perturbazioni. Queste irradieranno ogni qual volta la loro frequenza corrisponderà ad una armonica dell'antenna.

L'utilizzazione per l'arco di un circuito primario capacità e self concentrate tenderà, secondo questa teoria, ad impedire che le forze elettromotrici dovute alle armoniche diano delle correnti sufficienti per provocare delle perturbazioni.

L'antenna, nella quale capacità e self siano necessariamente ripartite, potrà essere in risonanza sulle armoniche. L'introduzione del circuito primario dovrebbe interrompere queste armoniche prima che giungano all'antenna.

(1) J. R. CARSON. « Modulazione di frequenze ». - Proceedings of the Institute of Radio Engineers 1922. vol. 1° pag. 57.

L'esperienza ha confermato questo punto di vista. L'Amministrazione delle P. P. e T. T. Britannica ha equipaggiato, con circuiti accoppiati, dei trasmettitori ad arco a Stonehaven, Northolt, Leafield ed Abu Zabal. Un circuito di questo tipo è mostrato dalla figura 1. L'installazione di questi circuiti evita le trasmissioni sulle frequenze diverse dalla fondamentale ed evita le armoniche ed il « mush ». L'installazione di Northolt è diversa. Il circuito secondario è posto a distanza del primario e accoppiato a questo per mezzo di una linea di trasmissione che comprende una resistenza apprezzabile (vedi fig. 3).

Quando il circuito primario è eccitato dall'arco, la tensione oscillante che passa nel condensatore C_2 è applicata egualmente alla parte della self d'antenna, posta tra la derivazione della linea di trasmissione e la terra.

Il circuito d'antenna è regolato sulla medesima frequenza del circuito primario.

La resistenza R della linea di trasmissione mentre impedisce la produzione di uno dei due tipi di oscillazioni possibile, non agisce sull'altro modo. Ciò impedisce i salti di frequenza, che possono prodursi con il normale accoppiamento del circuito ad arco. La resistenza ha, inoltre, il vantaggio di ridurre le armoniche, e siccome la corrente è molto debole nella linea di trasmissione, le perdite che ne risultano sono trascurabili.

Nelle condizioni normali di esercizio, con una frequenza di 71,5 kcicli, la self nel circuito d'antenna, tra la derivazione della linea di trasmissione e la terra, è di circa 130 μH, C_2 è di circa 0,035 m. F, la resistenza R è di circa 100 ohms. La fig. 4 indica le curve di risonanza di questo circuito. Si vede che i circuiti sono in risonanza solamente per una sola frequenza. La corrente normale nel primario è di circa 48 Ampères, nel circuito d'antenna di 41,5 Ampères e nella linea di trasmissione di 2,4 Ampères.

Con un circuito accoppiato, si ottiene nel trasmettitore ad arco un altro importante vantaggio: la stabilità della frequenza fondamentale è grandemente migliorata.

Le prove fatte su queste installazioni dimostrano che l'arco stesso non è stabile, ma che il circuito di accoppiamento lo rende

stabile, e che shuntando l'arco per mezzo di un condensatore si aumenta questo effetto del circuito di accoppiamento.

Attualmente si tenta di ottenere dei ricevitori molto selettivi, ciò che esige una grande stabilità della frequenza di emissione. L'aumento continuo del numero dei servizi porta a tener sempre più conto di questa necessità della stabilità.

Quando l'antenna è direttamente accoppiata, i movimenti di questa dovuti al vento sono le cause principali dell'instabilità. Il circuito accoppiato posto tra l'arco e l'antenna riduce in misura importante l'effetto di queste variazioni delle costanti dell'antenna sulla frequenza di emissione.

Salvo nei casi anormali (di tempeste, per esempio) la costanza della frequenza può essere assicurata fino al $\pm$ 0,02 %. Delle curve caratteristiche mostrano le variazioni della frequenza in funzione del tempo, in caso di vento forte o di vento debole, (fig. 2). La frequenza media era di 25 kc/s.

La manipolazione negli archi più grandi si fa con due onde (manipolazione e riposo). Si è riusciti a lavorare con una differenza di frequenza di solo il 0,33 %.

Il ricevitore, che deve naturalmente poter eliminare una o l'altra di queste onde, è allora sensibile alla più piccola variazione della frequenza di emissione.

Il progetto di un circuito di accoppiamento per arco deve tener conto del fatto che il migliore funzionamento è ottenuto per dei valori di $\frac{L}{C}$ compresi tra 150 e 270. Per evitare una diminuzione del rendimento rispetto all'accoppiamento diretto, la resistenza del circuito di accoppiamento deve essere quanto più debole è possibile. La scelta dei condensatori è limitata ai tre tipi di dielettrici; aria, mica od olio. L'utilizzazione di condensatori ad aria conviene solamente nel caso di piccole installazioni.

Per potenze elevate, l'Amministrazione Britannica delle P. P. e T. T. ha utilizzato dei condensatori a mica ed olio, questi ultimi essendo raggruppati in stadii sino a 30000 kW, con una tensione di lavoro sino a 80000 Volts (valore efficace).

Nel caso di condensatori ad olio, si possono ridurre le perdite

ad un minimo insignificante per mezzo di un conveniente trattamento dell'olio. Questo deve essere olio di qualità superiore per trasformatori, oppure paraffina.

Il circuito accoppiato nel trasmettitore a valvole.

Il trasmettitore moderno a tubi elettronici può essere considerato del tipo ad oscillazioni comandate. Le oscillazioni sono generate, a debole potenza, per mezzo di un diapason, un cristallo o dei tubi elettronici, l'effetto di reazione essendo trascurabile. Inoltre si può utilizzare un sistema di manipolazione che tolga l'eccitazione dello stadio superiore del trasmettitore durante i silenzi della manipolazione.

In queste condizioni, possono prodursi delle emissioni al di là della frequenza fondamentale. Esse provengono:

a) dal passaggio nell'antenna di oscillazioni, le cui frequenze siano armoniche della frequenza fondamentale;

b) da irradiazioni risultanti dallo stabilirsi e dall'interrompersi della corrente di manipolazione, come pure dalle oscillazioni libere dei circuiti accoppiati.

L'importanza delle armoniche dipende:

1) dal metodo utilizzato a che la regolazione dell'impedenza del circuito anodico permetta la voluta variazione della tensione di placca;

2) dal sistema di accoppiamento all'antenna per mezzo di capacità o di self.

Per quanto riguarda 1), si è accertato che è più conveniente impiegare un condensatore piuttosto che una self per l'accoppiamento con il circuito di placca. Ne risulta una riduzione delle armoniche nell'antenna nel rapporto m^2 per la m armonica. I circuiti tipo B e D sono dunque m^2 volte migliori che i tipi A e C (vedi fig. 5).

Ciò si applica egualmente all'accoppiamento dell'antenna. In conseguenza, per quanto riguarda l'emissione delle armoniche, il circuito E (fig. 5) è m^2 volte migliore del tipo D e quindi m^4 volte

migliore del tipo *C*. Per ottenere la migliore eliminazione delle armoniche, bisogna quindi utilizzare accoppiamenti per capacità simultaneamente per l'antenna e per la placca.

Per l'emissione non desiderabile della *m* armonica in un tipo qualsiasi di circuito accoppiato, il miglioramento può esprimersi con

$$\frac{\beta \pi \delta_a}{\delta_i \delta_a + \pi^2 K^2}$$

in cui

$\beta = 1 - \frac{1}{m^2}$

δ_a = decremento del circuito d'antenna

δ_i = decremento del circuito intermedio

K = coefficiente di accoppiamento.

Per le armoniche di ordine elevato per le quali β è vicino all'unità, l'espressione

$$\frac{\pi \delta_a}{\delta_i \delta_a + \pi^2 K^2} = \frac{\pi}{\delta_i + \frac{\pi^2}{\delta_a} K^2}$$

può servire di misura per il « coefficiente di miglioramento » del circuito accoppiato. Questo fattore deve essere moltiplicato per una potenza di *m* che dipende dalla natura degli accoppiamenti.

Per il rendimento, occorre che le perdite nella self d'antenna siano deboli e che l'irradiazione dell'antenna sia la più grande possibile. In conseguenza se si considera il coefficiente di miglioramento per un daterminato sistema d'antenna e per una determinata frequenza, δ_a è fissato; la formola dimostra allora che il miglioramento *non* può essere ottenuto che diminuendo K oppure δ_i. È dunque desiderabile ridurre δ_i al valore più piccolo, costruendo delle selfs le più efficaci possibili ed utilizzando dei condensatori a debole perdita. Si può ammettere che in una self bene studiata, il decremento sarà praticamente indipendente dal valore della self. Ragioni relative alla tensione ed al prezzo di costo portano a prendere una self tanto piccola quanto lo permette la costruzione.

Lo studio delle irradiazioni non essenziali provocate dallo stabilirsi ed interrompersi della corrente nella manipolazione, presenta alcune difficoltà; perchè non si è trovato ancora il metodo scientifico che permetta di eliminare in maniera conveniente le caratteristiche dell'apparato ricevente nelle osservazioni o misure di tali emissioni (1).

Le emissioni durante gli intervalli della manipolazione, dipendono molto dal modo di utilizzare la conducibilità del tubo elettronico per aumentare il decremento del circuito intermedio durante questi periodi.

La figura 6, caso 1, rappresenta la natura della corrente di antenna se il tubo elettronico non offre resistenza quando il manipolatore è alzato, e, il caso 2, rappresenta un oscillogramma di corrente raddrizzata del circuito intermedio nel medesimo caso. Nel caso 3 si vede l'effetto prodotto sulla corrente del circuito intermedio della resistenza del tubo elettronico quando il manipolatore è alzato.

Se il tubo elettronico non amortisce il circuito intermedio durante gli intervalli di manipolazione, non solo la manipolazione è cattiva, ma si produce anche una oscillazione libera, di frequenza corrispondente al periodo di scillazione propria dei circuiti accoppiati.

L'azione necessaria di smorzamento del tubo elettronico può essere ottenute in modo conveniente utilizzando una combinazione di resistenza di dispersione di griglia (grid leax) e di generatrice di tensione di griglia (grid bias) per la polarizzazione della griglia del tubo elettronico dell'ultimo stadio unito ai circuiti accoppiati.

Telefonia e trasmissioni multiplex.

La telefonia, la telegrafia e la telefonia combinate, come pure la telegrafia multipla su una sola onda portante, hanno bisogno di una gamma di frequenze per le comunicazioni. È quindi necessario

(1) Radio Research Report N. 88 - An investigation of the interference caused by trasmission from Radio Stations ». - Pubblicato dal H. M. Stationery Office - Londra.

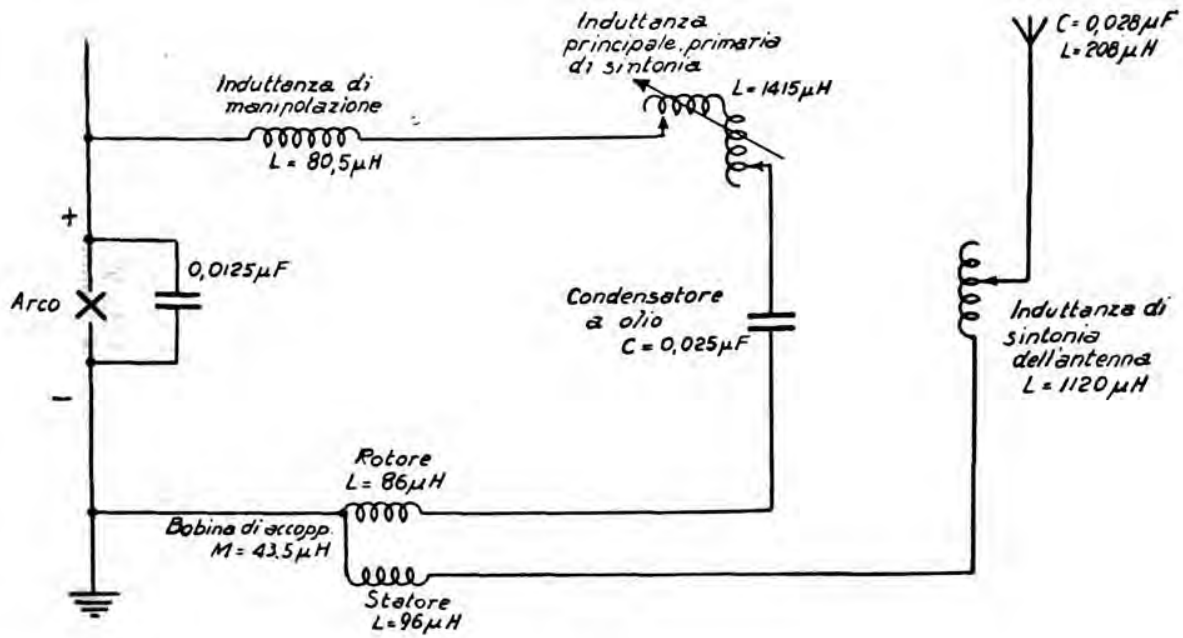
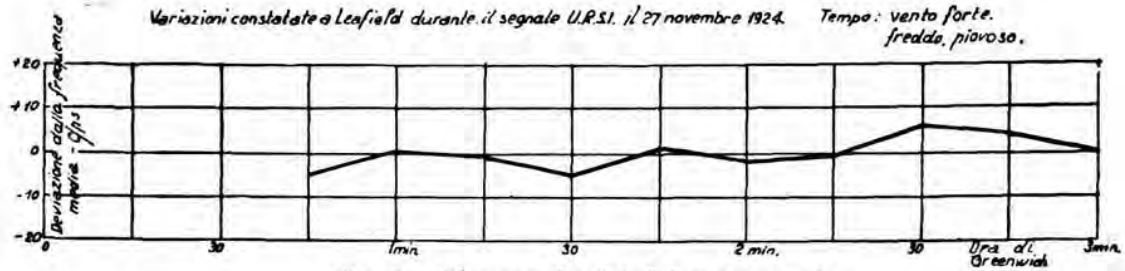

Induttanza principale, primaria di sintonia
L = 1415 μH
C = 0,028 μF
L = 208 μH
Induttanza di manipolazione
L = 80,5 μH
+
0,0125 μF
Arco
Condensatore a olio
C = 0,025 μF
Induttanza di sintonia dell'antenna
L = 1120 μH
−
Rotore
L = 86 μH
Bobina di accopp.
M = 43,5 μH
Statore
L = 96 μH

FIGURA 1.


Variazioni constatate a Leafield durante il segnale U.R.S.I. il 27 novembre 1924. Tempo: vento forte. freddo, piovoso.
Deviazioni dalla frequenza media = 0/00
+20
+10
0
-10
-20
0
30
1 min.
30
2 min.
30
Ora di Greenwich
3 min.
Variazioni di frequenza. Arco di Leafield, con tempo ventoso
Frequenza media 25.000 ~ al secondo.

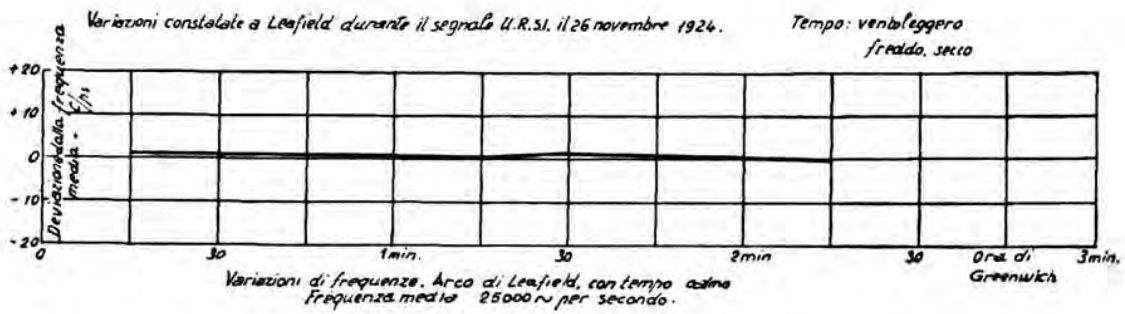

Variazioni constatate a Leafield durante il segnale U.R.S.I. il 26 novembre 1924. Tempo: vento leggero freddo, secco
Deviazioni dalla frequenza media = 0/00
+20
+10
0
-10
-20
0
30
1 min.
30
2 min
30
Ora di Greenwich
3 min.
Variazioni di frequenza. Arco di Leafield, con tempo calmo
Frequenza media 25000 ~ per secondo.

FIGURA 2.

che l'ampiezza della gamma occupata dalla trasmissione non sorpassi i limiti necessari per la comunicazione in oggetto.

Ciò richiede anzitutto che i trasmettitori abbiano per la parola o le frequenze di modulazione dei filtri che arrestino tutte le frequenze non essenziali.

Tuttavia, con le modulazioni dell'onda portante dei tipi sopra indicati, vi può essere un'altra causa di perturbazioni: l'intermodulazione delle differenti gamme laterali di frequenze e delle loro armoniche. L'Amministrazione Britannica delle P.P. e T.T. ha

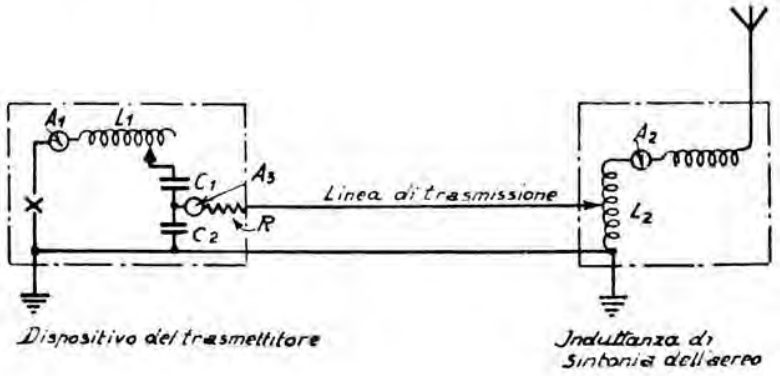


FIGURA 3.

fatto delle esperienze a tale riguardo, che hanno dimostrato che questa intermodulazione può dare origine a delle perturbazioni nella gamma di trasmissione e che, inoltre, vi possono essere delle perturbazioni su una ampia gamma da una parte e dall'altra di tutta la gamma di lavoro, se non si prendono delle misure speciali per evitarle.

L'ampiezza e l'estensione di questi risultati dell'intermodulazione provengono in maniera particolare dal fatto che l'amplificazione non è lineare. Per ridurle ad un minimo, è necessario che ogni stadio di amplificazione abbia una caratteristica sensibilmente rettilinee.

Si sono fatte delle esperienze su queste intermodulazioni, utilizzando delle frequenze di modulazione di eguale ampiezza. È inte-

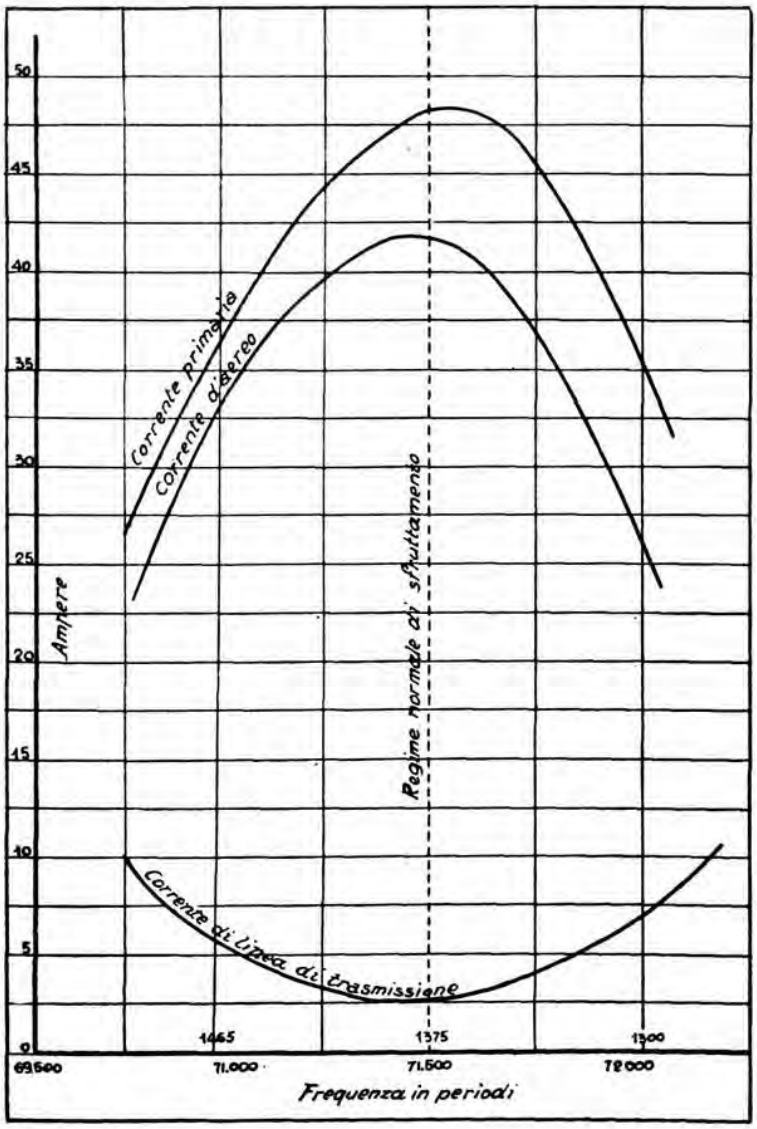

50
45
40
35
30
25
20
15
10
5
0
Ampere
Corrente primaria
Corrente d'aereo
Regime normale di sfruttamento
Corrente di Linea di trasmissione
1465
1375
1300
69500
71.000
71.500
72000
Frequenza in periodi

FIGURA 4.

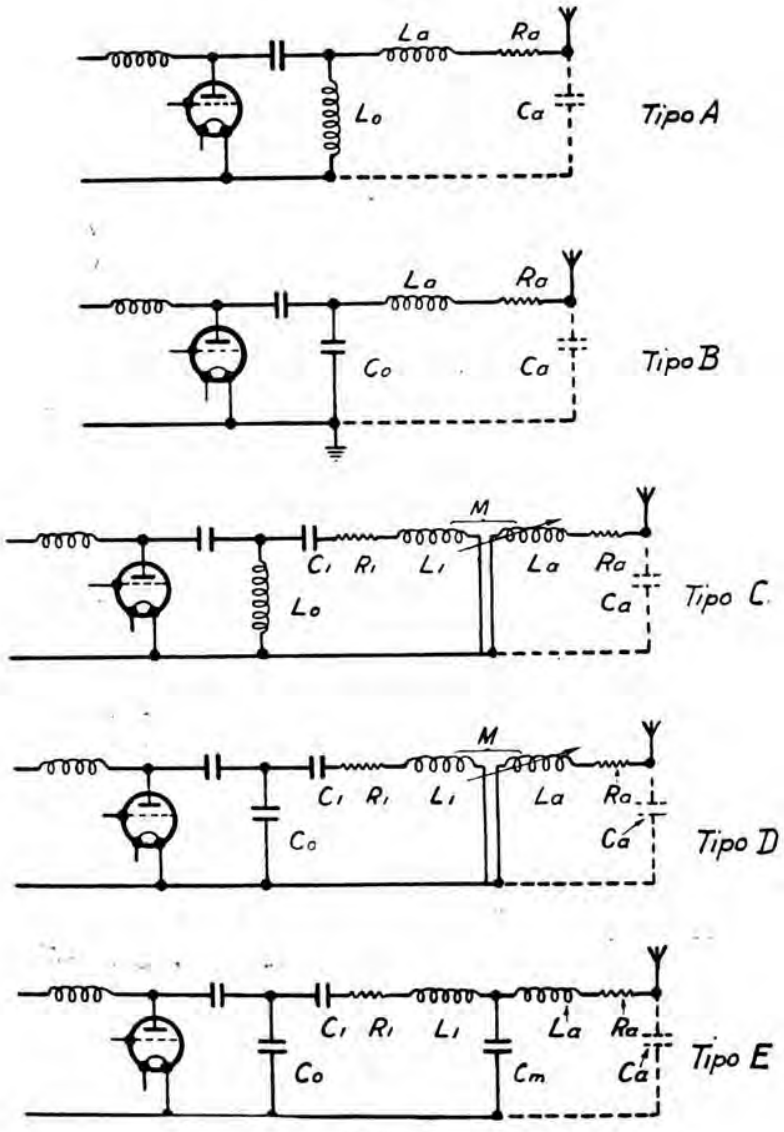

La
Ra
Lo
Ca
Tipo A
La
Ra
Co
Ca
Tipo B
M
C1
R1
L1
La
Ra
Lo
Ca
Tipo C
M
C1
R1
L1
La
Ra
Co
Ca
Tipo D
C1
R1
L1
La
Ra
Co
Cm
Ca
Tipo E

FIGURA 5.

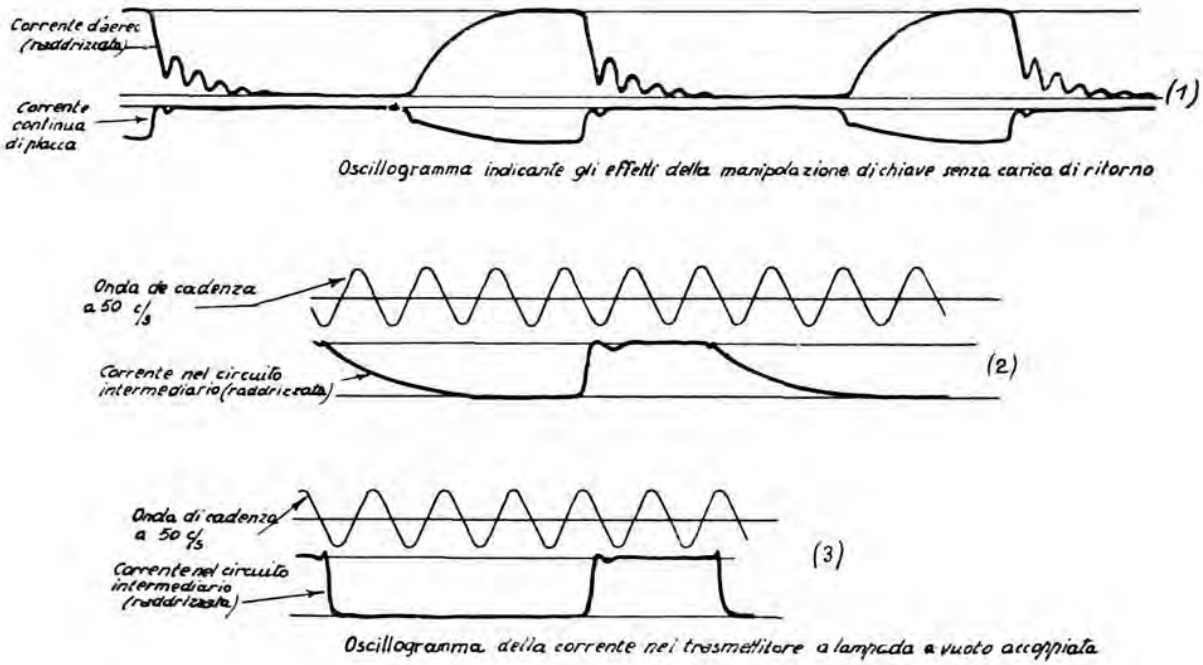

Corrente d'aereo (raddrizzata)
Corrente continua di placca
(1)
Oscillogramma indicante gli effetti della manipolazione di chiave senza carica di ritorno
Onda di cadenza a 50 c/s
Corrente nel circuito intermediario (raddrizzata)
(2)
Onda di cadenza a 50 c/s
Corrente nel circuito intermediario (raddrizzata)
(3)
Oscillogramma della corrente nel trasmettitore a lampada a vuoto accoppiata

FIGURA 6.

ressante notare che la perturbazione può disturbare in misura maggiore nel caso di stazioni telegrafiche multiplex e di stazioni di radiodiffusione che trasmettono musica, rispetto al caso di stazioni di telefonia commerciale.

PARERE N. 25. - CONCESSIONE DI ONDE ALL'AERONAUTICA.

Il C. C. I. R. è d'avviso che non è di sua competenza il pronunziarsi sulla questione, di sapere se le onde dell'aeronautica convengono o no a tale servizio.

Esso si limita a constatare che le onde di che trattasi sono state scelte nelle gamme riservate ai differenti servizi. Emette il parere che la Conferenza di Washington non ha costituito nessun ente incaricato di attribuire delle onde, ma che, nel caso presente, è applicabile il paragrafo 1 dell'articolo 5 del regolamento generale di Washington.

PARERE N. 26. - CONCESSIONE DI ONDE ALLA POLIZIA CRIMINALE.

Il C. C. I. R. è del parere che la Conferenza di Washington non ha istituito nessun ente autorizzato ad attribuire delle lunghezze d'onda per scopi speciali.

In conseguenza il C. C. I. R. deve limitarsi a raccomandare l'applicazione delle prescrizioni dell'articolo 5 paragrafo 1 del Regolamento generale di Washington.

PARERE N. 27. - LIMITAZIONE DELLA POTENZA DELLE STAZIONI DI RADIODIFFUSIONE.

Per quanto concerne la limitazione delle potenza della stazioni di radiodiffusione, che utilizzano frequenze inferiori ai 300 kc (lunghezze d'onda superiore ai 1000 m), il C. C. I. R. tenendo presenti i bisogni dei servizi aeronautici, raccomanda a tutte le stazioni di radiodiffusione di osservare rigorosamente le prescrizioni dell'articolo 5, paragrafo 6 del Regolamento generale di Washington, che vieta l'aumento della loro potenza, qualora ne risultassero inconvenienti, per i servizi di radiocomunicazione esistenti.

Per i servizi di radiodiffusione che utilizzano frequenze comprese tra i 550 ed i 1500 kc (tra 545 e 200 m), il C.C.I.R. emette il seguente parere *che si applica solamente alle stazioni europee, eccettuate quelle dell' U. R. S. S.*

Le stazioni di radiodiffusione che utilizzano frequenze comprese tra i 550 ed i 1500 kc (tra 545 e 200 m) dovranno provvisoriamente limitare la loro potenza ad un centinaio di kW.

NOTA. - Per potenza si intende quella che è stata definita dal parere N. 5.

PARERE N. 28. - COMUNICAZIONI RADIOTELEFONICHE TRA STAZIONI MOBILI E STAZIONI TERRESTRI.

Il C.C.I.R. è del parere che l'esperienza acquistata in merito a tale questione non è ancora sufficiente per permettergli di fissare delle regole in proposito.

PARERE N. 29. - COORDINAZIONE DELLA TELEFONIA CON FILO E DELLA RADIOTELEFONIA.

Il C. C. I. R. accetta di utilizzare il parere emesso dal C. C. I. telefonico e riprodotto qui sotto come base di lavoro per lo studio completo della questione relativa al coordinamento tra telefonia con filo e radiotelefonia.

ANNESSO AL PARERE N. 29. - PARERE EMESSO DAL COMITATO CONSULTIVO INTERNAZIONALE DELLE COMUNICAZIONI TELEFONICHE A GRANDE DISTANZA.

Nel Corso dell'Assemblea plenaria di Berlino, 1929.

Coordinazione della radiotelefonia e della telefonia nel servizio telefonico internazionale.

Il Comitato Consultivo Internazionale,

considerando

che l'utilizzazione di un collegamento radiofonico in un circuito telefonico a grande distanza implica certe speciali condizioni

che portano particolari difficoltà che non si riscontrano quando vengono utilizzati solamente collegamenti con filo,

che un circuito radiofonico differisce da un circuito metallico per i seguenti punti:

1° - Un circuito radiotelefonico è soggetto a delle variazioni di attenuazione, colla particolare difficoltà della evanescenza dei segnali (fading), che caratterizza la trasmissione alle altissime radiofrequenze.

2° - Un circuito radiotelefonico è soggetto ai disturbi prodotti dai parassiti atmosferici la cui intensità varia da una quantità trascurabile. sino ad un valore del medesimo ordine di grandezza del segnale che si desidera ricevere.

3° - Sono necessarie precauzioni speciali nello stabilire e mantenere un circuito radiotelefonico, in modo da evitare, al posto radioricevente, le perturbazioni causate dal radiotrasmettitore utilizzato per l'altro senso di trasmissione o dai radio trasmetittori utilizzati per altri servizi; in altri termini, occorre evitare o correggere le anormali condizioni di innesco delle oscillazioni (singing) o di diafonia.

4° - Allo scopo di mantenere il collegamento radiotelefonico nelle migliori condizioni, dal punto di vista della trasmissione, è necessario disporre dei mezzi speciali onde assicurarsi che il radiotrasmettitore funzioni, per quanto possibile, sempre a pieno carico, qualunque sia la natura e l'attenuazione della linea di prolungamento collegata con il circuito radiotelefonico.

5° - La gamma delle frequenze vocali che il collegamento radiofonico può trasmettere può essere limitata da una o più delle seguenti condizioni:

a) necessità di risparmiare le frequenze utilizzabili per le radiotrasmissioni;

b) impiego di una bassa radiofrequenza;

c) necessità di impiegare dei filtri elettrici col sistema di trasmissione particolare che si utilizza.

6° - Un circuito radiotelefonico è in generale un circuito intercontinentale a grande distanza, che permette un servizio tele-

fonico tra due reti estese, e ciò ha una grande importanza da due punti di vista:

a) è desiderabile che le caratteristiche di trasmissione, che si cerca di realizzare nello stabilire tale circuito radiotelefonico, siano migliori di quelle attualmente prescritte per i circuiti metallici a grande distanza;

b) allo stato attuale della tecnica, non conviene privare il pubblico di un servizio molto utile, con il pretesto che esso non soddisfi sempre al grado di eccellenza desiderabile per le comunicazioni a grande distanza dal punto di vista della qualità; emette ad umanità il parere:

1° - Che la gamma di frequenza trasmessa da un circuito radiotelefonico non sia inferiore a quella raccomandata dal C. C. I. per i circuiti telefonici internazionali a grande distanza, cioè 300 ÷ 2500 c s, ma è desiderabile procurare, se possibile, una gamma di frequenza più estesa e, quando lo si possa fare, il circuito radiotelefonico dovrà essere progettato in modo da poter trasmettere una gamma di frequenze che si estenda almeno tra i 200 ed i 3000 c s.

Allo stato attuale della tecnica, può essere desiderabile utilizzare provvisoriamente delle gamme di frequenze diverse da quelle specificate qui sopra, qualora ne risultasse un miglioramento della trasmissione, per esempio in seguito ad una riduzione del volume dei rumori.

2° - Che l'equivalente normale di un circuito radiotelefonico non sia superiore al limite raccomandato per i circuiti a grande distanza, cioè 1,3 nèper o 11,3 décibels, ma, quando lo si può, ogni circuito radiotelefonico dovrebbe esser progettato in modo da avere un equivalente inferiore a tale valore in condizioni radioelettriche favorevoli; che, siccome allo stato attuale della tecnica, non è pratico mantenere sempre un circuito radiotelefonico strettamente al di sotto del detto limite di 1,2 nèper o 11,3 décibels, dovrà essere concessa una certa tolleranza, quando le condizioni radioelettriche fossero sfavorevoli, piuttosto che di privare gli abbonati di un servizio a grande distanza molto utile. Occorre osservare che, nel caso di condizioni radioelettriche sfavorevoli, potrà

essere necessario rinunciare al prolungamento normalmente possibile del collegamento radiotelefonico con collegamenti per filo.

3° - Che tutti gli sforzi possibili siano fatti per ridurre il livello dei rumori, rispetto a quello della parola, utilizzando opportuni dispositivi radioelettrici, come le antenne direttive, ecc,. Tuttavia sarà necessario tollerare ampie variazioni del livello dei rumori su un circuito radiotelefonico. Inoltre, allo stato attuale della tecnica, non è ancora possibile raccomandare, nè un valore massimo del rapporto tra l'intensità dei disturbi e quello della parola, nè un metodo di misura dei disturbi.

Provvisoriamente i seguenti valori possono essere presi come guida per il livello dei rumori su di un circuito radioelettrico:

a) in condizioni radioelettriche medie, si può contare su una tensione media dei disturbi che arriva sino a 25 millivolt o meno in 600 ohm al livello di trasmissione 0, ciò che corrisponde in corrente raddrizzata ad una potenza media di 0,001 milliwatt;

b) in condizioni radioelettriche sfavorevoli. si può tollerare una tensione media dei disturbi sino a 200 millivolt in 600 ohm al livello 0, se i circuiti di prolungamento, compresi i circuiti degli abbonati, sono di qualità sufficientemente buona (questa tensione dei disturbi corrisponde ad una potenza media di 0.067 milliwatt in corrente raddrizzata). Si dovrà accertare che la tensione dei disturbi non sia tale che i soppressori di eco, di cui i circuiti di prolungamento possono essere muniti, siano azionati.

4° - che i circuiti di prolungamento accordati ad un circuito radiotelefonico siano conformi alle diverse raccomandazioni del C. C. I. riguardanti l'equivalente di trasmissione, la distorsione, i rumori, gli echi ed i fenomeni transitori, ecc. sugli usuali circuiti metallici, in particolare i seguenti:

a) l'equivalente tra un'abbonato e gli estremi del circuito radiotelefonico non deve sorpassare i 1,3 + 1,0 = 2,3 nepers o 20 decibels. L'equivalente di trasmissione totale tra due abbonati, compreso il circuito radiotelefonico e, se del caso, gli amplificatori su cordoni, non deve sorpassare 3,3 nepers o 29 decibels (Libro verde, pag. 64);

b) La tensione dei disturbi non deve sorpassare il valore

provvisorio di 5 millivolt in 600 ohm al livello di trasmissione (proposta della 3ª Commissione dei relatori a Colonia, in risposta alla questione 16);

c) gli effetti di eco non devono sorpassare i limiti indicati nella curve e nei pareri del C. C. I. riportati nelle pagine da 66 a 68 del Libro verde;

d) la durata dei fenomeni transitori nei circuiti di prolungamento deve essere tale che la durata totale di un fenomeno transitorio per una qualsiasi frequenza della gamma da trasmettere e per il circuito completo tra abbonati (compreso il circuito radiotelefonico e le due linee di prolungamento) non sorpassi 30 millisecondi.

5° - che, nel caso che un circuito radiotelefonico utilizzi una gamma di radiofrequenze abbastanza basse, rendendo necessario in considerazione dell'ingombro dell'etere, l'utilizzazione della medesima gamma di radiofrequenze per la trasmissione nelle due direzioni, questo circuito radiotelefonico sia munito di un dispositivo di commutazione comandato dalla voce, allo scopo di evitare un innesco di oscillazioni o perturbazioni prodotto da un posto radiotrasmittente sul posto radioricevente.

Benchè non sia sempre necessario dal punto di vista tecnico di impiegare un dispositivo di commutazione comandato per mezzo della voce quando non si utilizza la medesima gamma di frequenze per la radiotrasmissione nei due sensi (come si usa in generale per le radiofrequenze molto elevate), è desiderabile munire un circuito radiotelefonico di tali dispositivi, onde poter utilizzare questo circuito:

a) con un piccolo equivalente di trasmissione

b) per collegare insieme due circuiti di prolungamento a grande distanza, i quali, manovrando un tale dispositivo, costituirebbero un collegamento presentante degli eccessivi effetti di eco.

6° - Che, allo stato attuale della tecnica ed allo scopo di mantenere la parola ai livelli necessari sul collegamento radiofonico, uno speciale operatore tecnico sorvegli continuamente la trasmissione da una posizione equipaggiata con strumenti indicanti i volumi della voce e dei rumori perturbatori; che tale operatore

abbia modo di regolare il volume del suono in maniera da poter caricare completamente il radiotrasmettitore e che possa provvedere a tutte le necessarie regolazioni delle condizioni del circuito (operando ugualmente sui dispositivi comandati per mezzo della voce), onde le condizioni del circuito radiotelefonico siano ad ogni istante in un conveniente rapporto con il volume dei suoni della parola e l'intensità dei rumori perturbatori.

7° - Che, in particolare, quando si utilizzano radiofrequenze molto elevate, il circuito radiotelefonico sia equipaggiato con apparecchi di regolazione automatica, allo scopo di compensare automaticamente, per quanto è possibile, il fenomeno di evanescenza dei segnali radioelettrici.

8° - Che gli equipaggiamenti terminali del circuito radiotelefonico siano tali che questo circuito possa essere connesso come un qualsiasi circuito con un altro tipo di circuito del tutto diverso.

QUESTIONI IN ISTUDIO

QUESTIONE N. 1.

Organizzazione di un servizio commerciale di radiotelefonia tra stazioni mobili e rete terrestre.

Quali sono i mezzi più convenienti dal punto di vista della tecnica per assicurare la buona organizzazione di un servizio commerciale di radiotelefonia, particolarmente a grande distanza, che unisca delle stazioni - e in particolare dei piroscafi per passeggeri - con le reti telefoniche pubbliche?

Amministrazione disposta a centralizzare gli studi: Germania.

Amministrazioni che hanno offerto la loro collaborazione: Spagna, Stati Uniti d'America, Francia, Gran Brettagna, Giappone e Paesi Bassi.

QUESTIONE N. 2.

Coordinazione della radiotelefonia fra stazioni fisse con la telefonia sulla rete terrestre.

Coordinazione della radiotelefonia tra stazioni fisse con la telefonia sulla rete terrestre, con speciale riguardo alle seguenti questioni:

a) Qual'è il metodo più conveniente per misurare i disturbi nelle speciali condizioni di un circuito radiotelefonico?

Quale deve essere il limite massimo tollerabile dei disturbi misurato per mezzo di tale metodo?

b) Quale strumento potrebbe convenire per permettere all'operatore, che si trova al punto di congiunzione tra il collegamento radiotelefonico ed il circuito metallico, di misurare il volume della voce?

Amministrazione centralizzatrice: Francia.

Amministrazioni collaboratrici: Germania, Stati Uniti d'America, Gran Brettagna, Indie Olandesi e Paesi Bassi.

QUESTIONE N. 3.

Stabilizzazione dei trasmettitori.

Studio e perfezionamento dei metodi di cui dispone la tecnica per mantenere costante la frequenza di un trasmettitore.

Amministrazione centralizzatrice: Stati Uniti d'America.

Amministrazioni collaboratrici: Germania, Gran Brettagna, Italia, Giappone, Paesi Bassi e U. R. S. S.

Ente collaboratore: Unione Internazionale di Radiodiffusione.

QUESTIONE N. 4.

Confronto dei campioni di frequenza.

Studio e perfezionamento dei metodi per il confronto dei campioni di frequenza.

Amministrazione centralizzatrice: Francia.

Amministrazioni collaboratrici: Germania, Stati Uniti d'America, Gran Brettagna, Italia, Giappone e U. R. S. S.

Enti collaboratori: Unione Internazionale di Radiodiffusione, Unione Radio Scientifica Internazionale.

QUESTIONE N. 5.

Taratura degli ondametri.

Taratura degli ondametri.

Amministrazione centralizzatrice: Italia.

Amministrazioni collaboratrici: Germania, Stati Uniti d'America, Francia, Svizzera, U. R. S. S.

Ente collaboratore: Unione Internazionale di Radiodiffusione.

QUESTIONE N. 6.

Riduzione dei disturbi nelle gamme comuni di frequenze superiori ai 6000 kc/c.

Studio dei metodi da adottare per ridurre i disturvi nelle gamme comuni ai servizi fissi e mobili superiori ai 6000 kc/s (lunghezza d'onda inferiore a 50 m.).

Amministrazione centralizzatrice: Stati Uniti d'America.

Amministrazioni collaboratrici: Germania, Francia, Italia, Giappone e Paesi Bassi.

QUESTIONE N. 7.

Riduzione della gamma di frequenze di un trasmettitore.

Studio delle possibilità tecniche per ridurre la gamma di frequenza occupata da un trasmettitore, per mezzo della soppressione parziale della gamma di frequenza emessa (cioè, per esempio, l'emissione di una gamma laterale solamente, o l'emissione di una gamma laterale e dell'onda portante), per i diversi tipi di emissione e tipi di servizio.

Amministrazione centralizzatrice: Austria.

Amministrazioni collaboratrici: Germania, Stati Uniti d'America, Francia ed Indie Olandesi.

Direttore responsabile: Prof. G. VANNI.

Anno 8° - N. 4. Luglio - Agosto 1930-A. VIII.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO

DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

SOMMARIO:

M. REED. — Filtri elettrici. - (Traduzione del ten. col. F. AMOROSO). *(continua)*.

Y. NAMBA. — La determinazione del campione giapponese di radiofrequenza. - (Traduzione dell'ing. A. BELTRAMI).

ABBONAMENTO.

ANNUO (6 numeri). . . . L. 12
UN NUMERO SEPARATO . . L. 3

Inviare l'importo a mezzo vaglia alla DIREZIONE DELL' ISTITUTO R. T. ED E. DEL GENIO MILITARE, Viale Mazzini 8. ROMA (149)

Roma, Tipo-Lit. Off. R.T. ed E. del Genio Mil.

Anno 9° - N. 4. Luglio - Agosto 1930 - Anno VIII.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

Diretto dal Prof. G. VANNI

FILTRI ELETTRICI[1]

Per quanto è a conoscenza dell'Autore, la maggior parte del lavoro che è stato fatto in America intorno ai filtri di onda non sembra sia molto conosciuto.

L'articolo, basato principalmente sui lavori del Campbell, del Zobbel, del Carson e dello Johnson ha, quindi, lo scopo di illustrare alcune delle ricerche fatte in America sull'argomento dei filtri d'onda. In particolare, il concetto di "filtro derivato" sembra all'Autore che semplifichi considerevolmente il calcolo dei filtri, anche i più complicati, ed è perciò da augurarsi che la spiegazione di tale concetto risulti giustificata.

L'articolo è diviso in sette parti, nella prima delle quali sono ottenute le formole fondamentali per una struttura simmetrica e si mostra come queste formole possano essere applicate ai filtri di onda, mentre nella successiva viene mostrato come sia possibile ridurre ogni filtro complicato ad un filtro semplice, dal quale si dice che esso è "derivato" e calcolare tutte le formole relative al filtro complicato considerando solamente il filtro semplice.

Lo studio analitico contenuto nelle due prime parti è, quindi, applicato al calcolo generale dei filtri d'onda; come esempio illustrativo è esposto il calcolo completo di un filtro passa bassa e di uno passa alta.

Nel 4° capitolo vengono analizzati i filtri contenenti mutua induttanza di segno positivo o negativo, ed è esposto in maniera completa il calcolo dei filtri passa banda contenenti mutue indattanze. Nei successivi capitoli, infine, sono prese in esame le strutture non simmetriche, e dedotte le formole relative al calcolo dei filtri composti; studiato, poi, il filtro composto, ed esposto, come esempio illustrativo, il calcolo di un filtro composto passa bassa, viene trattata la questione delle perdite per riflessione, dovute ad una non corretta terminazione del filtro, deducendo le formole per mezzo delle quali si può calcolare tale perdita.

(1) Studio pubblicato dalla rivista *Experimental Wireless*, nei fascicoli di marzo, aprile, maggio, giugno, luglio, agosto 1930.

Parte Ia.

Formule fondamentali.

Ogni rete passiva, la quale, cioè, non contenga nel suo interno alcuna sorgente di energia, e che presenti una coppia di morsetti d'ingresso ed una di morsetti d'uscita, può, come è dato dimostrare, venire rappresentata, in maniera completa ed adeguata, da una rete equivalente di cellule a T od a Π.

Sia una struttura della forma mostrata nella figura 1, la quale, come vedremo, può ritenersi composta di un numero infinito di cellule a T od a Π.

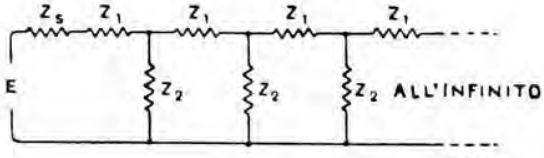


Figura 1.

Consideriamo, in primo luogo, una lunghezza indefinita di tale struttura, costituita da un numero infinito di cellule simmetriche come mostra la figura 2.

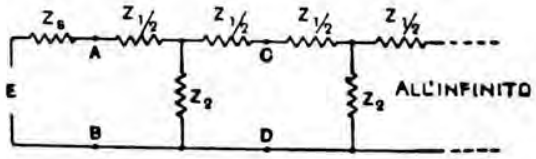


Figura 2.

L'impedenza Z_k, misurata tra gli estremi A e B, è la stessa che si avrebbe qualora venisse misurata tra C e D, qualora cioè la prima sezione A, B, C, D, venisse trascurata, poichè la struttura avrebbe sempre una lunghezza infinita.

Perciò il valore di Z_k al principio della sezione deve essere

eguale all'impedenza Z_k colla quale essa termina: la prima sezione può quindi essere rappresentata dalla figura 3.

Essa ha un'impedenza di ingresso Z_k e termina col medesimo valore dell'impedenza, cioè Z_k.

Si è supposto che le correnti, risultanti dall'applicazione della f. e. m. alternata E, siano come è mostrato nella figura 3.

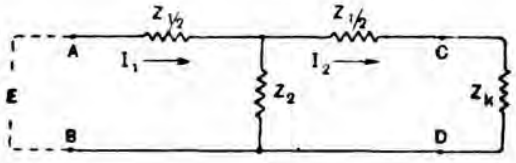


Figura 3.

Dalla figura 3 risulta evidente che l'impedenza misurata tra A e B è:

$$Z_{A\,B} = Z_k = \frac{Z_1}{2} + \frac{Z_2\left(\frac{Z_1}{2} + Z_k\right)}{Z_2 + \frac{Z_1}{2} + Z_k}$$

da cui:

$$Z_k = \sqrt{Z_1 Z_2\left(1 + \frac{1}{4}\frac{Z_1}{Z_2}\right)} \quad \ldots \quad \ldots \quad (1)$$

L'impedenza Z_k, quando è misurata nelle suddette condizioni, si chiama *impedenza caratteristica* della struttura. Il valore particolare dell'impedenza caratteristica, ottenuto colla equazione (1), è chiamata « impedenza caratteristica semi in serie » perchè essa è l'impedenza che è misurata nel mezzo del ramo in serie Z_1.

Si può vedere facilmente, applicando la legge di Kirchoff, che il rapporto tra la corrente entrante nella rete e quella uscente è:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{Z_1 2 + Z_2 + Z_k}{Z_2}$$

$$= \frac{Z_1 2 + Z_2 + 1\sqrt{Z_1 Z_2 + Z_1^2 4}}{Z_2} \quad \ldots \quad \ldots \quad (2)$$

Il logaritmo naturale di questo rapporto si chiama *costante di propagazione* P della struttura, cioè:

$$P = \log_e \frac{I_1}{I_2} = \log_e \left\{ \frac{\frac{Z_1}{2} + Z_2 + \sqrt{Z_1 Z_2 + \frac{Z_1^2}{4}}}{Z_2} \right\} \qquad (3)$$

In una struttura simmetrica, la parte reale della costante di propagazione *(A)* si chiama « costante di attenuazione », mentre la parte immaginaria *(B)* si chiama « costante di fase » ossia:

$$P = A + j\,B$$

Se poniamo $x = 1 + \frac{1}{2}\frac{Z_1}{Z_2}$ allora la (3) diventa:

$$P = \log_e (x + \sqrt{x^2 - 1})$$

$$e^P = x + \sqrt{x^2 - 1} \quad .. \quad .. \quad .. \qquad (4)$$

Ora: $$\cos h\, P = \frac{1}{2}(e^P + e^{-P})$$

$$\cos h^2 P - 1 = \frac{1}{4}\left(e^{2P} - 2 - e^{-2P}\right)$$

$$= \frac{1}{4}(e^P - e^{-P})^2$$

$$\cos h\, P + \sqrt{\cos h^2 P - 1} = \frac{1}{2}(e^P + e^{-P}) + \frac{1}{2}(e^P - e^{-P}) = e^P \qquad (5)$$

Paragonando le (4) e (5) si vede che:

$$x = \cos h\, P \quad ; \quad .. \quad .. \quad .. \qquad (6)$$
$$P = \cos h^{-1} x$$

Ora:

$$\cos h\, P = x = \frac{1}{2}(e^P + e^{-P})$$

$$\frac{x-1}{2} = \frac{1}{4}(e^P - 2 + e^{-P})$$

$$\sqrt{\frac{x-1}{2}} = \frac{1}{2}(e^{P/2} - e^{-P/2}) = \text{sen } h\, \frac{P}{2}$$

$$P = 2 \operatorname{sen} h^{-1} \sqrt{\frac{x-1}{2}} = 2 \operatorname{sen} h^{-1} \frac{1}{2} \sqrt{Z_1/Z_2} \quad .. \qquad (7)$$

Ora la struttura mostrata nella figura 1 può essere anche considerata come costituita di cellule a Π (vedi fig. 4).

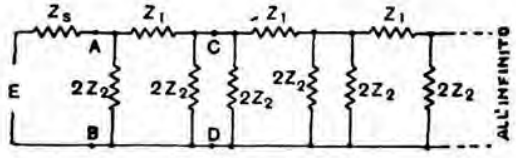


Figura 4.

Per le medesime ragioni di quelle date nel caso della costruzione a T, ogni sezione può ora essere considerata come terminante in una « impedenza caratteristica semi in derivazione » di valore Z'_k. Il valore Z'_k può essere ottenuto esattamente nella medesima maniera di Z_k (1).

Consideriamo la rete della figura 5 e supponiamo che la corrente e la impedenza siano come è indicato.

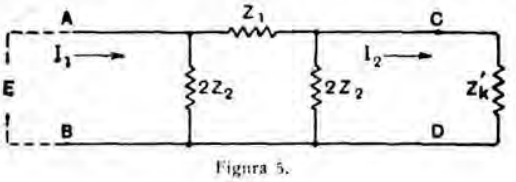


Figura 5.

In questo caso:

$$Z_{A-B} = Z'_k = \frac{2 Z_2 \left| Z_1 + \dfrac{2 Z_2 Z'_k}{2 Z_2 + Z'_k} \right|}{2 Z_2 + Z_1 + \dfrac{2 Z_2 Z'_k}{2 Z_2 + Z'_k}}$$

$$Z'_k = \sqrt{\frac{Z_1 Z_2}{1 + Z_1/4 Z_2}} \quad .. \quad .. \quad .. \qquad (8)$$

(1) - In generale l'impedenza caratteristica di ogni struttura simmetrica è l'impedenza che sarebbe misurata tra ogni coppia di estremi della struttura, quando l'altra coppia è terminata da una impedenza eguale alla impedenza caratteristica.

Z_k è definita come « l'impedenza caratteristica semi in derivazione », poichè essa è l'impedenza che sarebbe misurata alla divisione della impedenza in derivazione Z_2.

Il rapporto tra la corrente entrante nella prima sezione e quella uscente è ottenuto applicando le leggi di Kirchoff ed è espresso da:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{2 Z_1 Z_2 + 4 Z_2^2 + 4 Z_2 Z'_k (1 + Z_1/4 Z_2)}{4 Z_2^2}$$

$$= \frac{\frac{Z_1}{2} + Z_2 + \sqrt{Z_1 Z_2 + \frac{Z_1^2}{4}}}{Z_2}$$

Essa è identica all'espressione del rapporto delle correnti date dall'equazione (2). La costante di propagazione perciò, per sezioni di struttura ricorrente, sarà la medesima tanto se la struttura è composta di un numero infinito di cellule a T, quanto se è composta di un numero infinito di cellule a Π.

Costante di attenuazione e costante di fase per sezione di una struttura simmetrica.

Se nell'equazione (5) poniamo: P cos $h^{-1} x$ abbiamo:

$$x + \sqrt{x^2 - 1} = e^P$$

$$\log_e (x + \sqrt{x^2 - 1}) = \log_e e^P = P = \cos h^{-1} x$$

$$P = \cos h^{-1} \left(1 + \frac{Z_1}{2 Z_2}\right)$$

Ora siccome in generale $\frac{Z_1}{Z_2}$ sarà una grandezza complessa, poniamo:

$$Z_1/Z_2 = U + j V$$

da cui

$$|Z_1/Z_2| = \sqrt{U^2 + V^2}$$

Inoltre se supponiamo che l'angolo di fase di Z_1/Z_2 sia Φ avremo:

$$\cos \Phi = \frac{U}{\sqrt{U^2 + V^2}}$$

$$U = \sqrt{U^2 + V^2} \cos \Phi$$

e sostituendo il valore di Z_1/Z_2:

$$P = \cos h^{-1} \left(1 + \frac{U}{2} + j \frac{V}{2} \right)$$

Dalla relazione:

$$\cos h^{-1} (A + jB) = \cos h^{-1} \left| \sqrt{B^2 + (1 + A)^2} + \sqrt{B^2 + (1 - A)^2} \right|^{\frac{1}{2}}$$

$$+ j \cos^{-1} \left| \sqrt{B^2 + (1 + A)^2} - \sqrt{B^2 + (1 - A)^2} \right|^{\frac{1}{2}}$$

abbiamo che:

$$P = \cos h^{-1} \frac{1}{2} \left| \sqrt{\frac{V^2}{4} + \left(2 + \frac{U}{2} \right)^2} + \sqrt{\frac{V^2}{4} + \frac{U^2}{4}} \right|$$

$$+ j \cos^{-1} \frac{1}{2} \left| \sqrt{\frac{V^2}{4} + \left(2 + \frac{U}{2} \right)^2} - \sqrt{\frac{V^2}{4} + \frac{U^2}{4}} \right|$$

Se K indica l'ampiezza assoluta di Z_1/Z_2, allora $K = \left| \frac{Z_1}{Z_2} \right| = \sqrt{U^2 + V^2}$, ed inoltre:

$$U = \sqrt{U^2 + V^2} \cos \Phi = K \cos \Phi$$

$$P = \cos h^{-1} (\sqrt{K^2 + 8 K \cos \Phi + 16} + K)^{\frac{1}{4}} +$$

$$+ j \cos^{-1} (\sqrt{K^2 + 8 K \cos \Phi + 16} - K)^{\frac{1}{4}}$$

Ma siccome

$$\cos^2 \frac{\Phi}{2} = \frac{1}{2} (1 + \cos \Phi)$$

$$P = \cos h^{-1} \left| \sqrt{\left(\frac{K}{4} - 1 \right)^2 + K \cos^2 \frac{\Phi}{2}} + \frac{K}{4} \right|$$

$$+ j \cos^{-1} \left| \sqrt{\left(\frac{K}{4} - 1 \right)^2 + K \cos^2 \frac{\Phi}{2}} - \frac{K}{4} \right|$$

Abbiamo già visto che $P = A + jB$; perciò la parte reale ed il coefficente di quella immaginaria della suddetta equazione dànno rispettivamente i valori della costante di attenuazione *(A)* e della

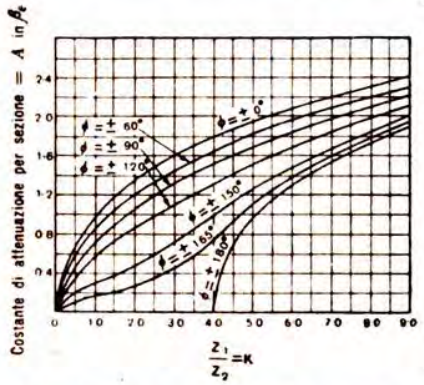


Figura 6 — Costante di attenuazione per sezione — $Z_1 Z_2$

costante di fase *(B)* per sezione di una struttura simmetrica. Le figure 6 e 7 mostrano le curve ricavate dall'equazione per diversi valori di Φ.

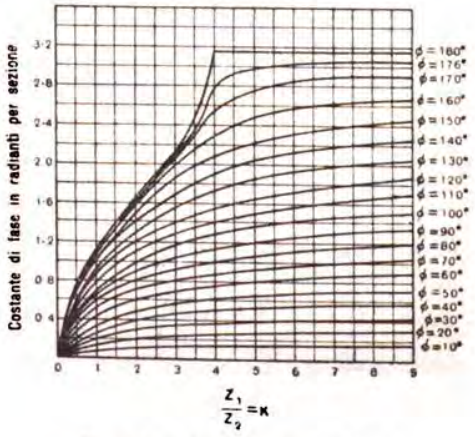


Figura 7. — Costante di fase — Z_1/Z_2

L'uso di queste curve è necessario per esprimere il rapporto $\frac{Z_1}{Z_2}$ in coordinate polari. Il modulo e l'argomento daranno, allora, rispettivamente i valori corrispondenti di K e di Φ. Per esempio, se

il rapporto $\frac{Z_1}{Z_2}$ è una quantità reale positiva, allora $K = \frac{Z_1}{Z_2}$ e $\Phi = 0$. D'altra parte se il rapporto $\frac{Z_1}{Z_2}$ è una quantità reale e negativa, allora $K = \left|\frac{Z_1}{Z_2}\right|$ e $\Phi = 180°$. Se $\frac{Z_1}{Z_2}$ è complesso, può essere espresso nella forma $r|\underline{\theta}$, allora $K = r$ e $\Phi = \theta$. Quindi l'attenuazione e la costante di fase per ogni valore di $\frac{Z_1}{Z_2}$ possono essere immediatamente determinate.

Le unità nelle quali sono misurate le attenuazioni e la costante di fase sono determinate in base alle seguenti considerazioni.

Abbiamo per definizione che:

$$P = \log_e \frac{I_1}{I_2}$$

Ora, in generale il rapporto di $\frac{Z_1}{Z_2}$ è un numero complesso che può essere rappresentato da $R|\underline{\theta}$, in cui θ è espresso in radianti.

$$P = A + jB = \log_e I_1/I_2 = \log_e R|\underline{\theta}$$

$$= \log_e R(\cos\theta + j \operatorname{sen}\theta)$$

$$= \log_e (R e^{j\theta}) = \log_e R + j\theta$$

$$A = \log_e R = \log_e \left|\frac{I_1}{I_2}\right| \quad \text{et} \quad B = \theta$$

La costante di attenuazione è data perciò dal logaritmo naturale del rapporto dei valori assoluti delle due correnti. Il valore della attenuazione per sezione di una struttura è generalmente rappresentato da β: perciò in una struttura di l sezioni la attenuazione totale sarà βl. Quindi una struttura ha un'attenuazione di 1 βl quando il valore di $\frac{I_1}{I_2}$ è eguale ad e. Inoltre, per ogni valore della attenuazione βl, il rapporto dei valori assoluti delle correnti è dato da $\left|\frac{I_1}{I_2}\right| = e^{\beta l}$.

Si vede, anche da quanto si è sopra esposto, che la costante di fase in radianti, è data dalla parte complessa della costante di propagazione.

Dalla figura 6 può ricavarsi il valore dell'attenuazione in βl per ogni valore di K, e quindi può essere calcolato il rapporto dei valori assoluti delle correnti. Dalla figura 7 si deduce poi direttamente il valore della costante di fase in radianti per ogni valore di K.

Caratteristiche di propagazione di una struttura simmetrica.

Abbiamo dalla (7) che:

$$P = 2 \operatorname{sen} h^{-1} \frac{1}{2} \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} = A + j B$$

Supponiamo ora, nel caso di una struttura ideale, che Z_1[1] e Z_2 siano reattanze pure, e perciò il rapporto $\frac{Z_1}{Z_2}$ dovrà avere un angolo di fase o nullo (quando Z_1 e Z_2 sono ambedue induttanze o ambedue capacità), o di 180° (quando Z_1 è un'induttanza e Z_2 una capacità o viceversa). Possono darsi i seguenti casi:

a) Z_1/Z_2 è positivo.

In questo caso:

$$P = A + j B = 2 \operatorname{sen} h^{-1} \frac{1}{2} \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} + j\, o.$$

Uguagliando le parti reali e le parti immaginarie si ha:

$$A = 2 \operatorname{sen} h^{-1} \frac{1}{2} \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \quad ; \quad B = o.$$

---

(1) Nel seguito sarà tacitamente supposto, se non è detto altrimenti, che Z_1 è uguale al doppio dell'impedenza del ramo in serie di una struttura a T. Nel caso di una struttura a II, sarà supposto che esso rappresenti l'impedenza totale del ramo in serie.

Vi sarà perciò sempre attenuazione, il cui valore è espresso da:

$$A = 2 \operatorname{sen} h^{-1} \frac{1}{2} \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \cdot$$

b) Z_1/Z_2 è negativo.

Si ha che:

$$P = 2 \operatorname{sen} h^{-1} \frac{1}{2} \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \qquad \operatorname{sen} h \frac{P}{2} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}$$

$$\operatorname{sen} h \frac{1}{2} \left(A + j B\right) = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}$$

$$\operatorname{sen} h\, A/2 \cos B/2 + j \cos h\, A/2 \operatorname{sen} B/2$$

$$\frac{1}{2} \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \quad .. \quad .. \quad .. \quad .. \quad .. \qquad (9)$$

Ma $\frac{Z_1}{Z_2}$ è negativo e quindi $\sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}$ è immaginario; eguagliando, allora, le parti reali e le immaginarie abbiamo che:

$$\operatorname{sen} h\, A/2 \cos B/2 = 0 \qquad .. \qquad .. \qquad (9\text{-a})$$

$$\cos h\, A/2 \operatorname{sen} B/2 = \frac{1}{2} \sqrt{-\frac{Z_1}{Z_2}}$$

Dalla relazione:

$$\operatorname{sen} h\, A/2 \cos B/2 = 0$$

deriva che dovrà essere

$$\operatorname{sen} h\, A/2 = 0 \qquad \text{oppure} \qquad \cos B/2 = 0$$

Segue dalla seconda relazione:

$$\cos h\, A/2 \operatorname{sen} B/2 = \frac{1}{2} \sqrt{-\frac{Z_1}{Z_2}}$$

che è l'unica possibile affinchè tanto $\operatorname{sen} h\, A/2$ che $\cos B/2$ siano eguali a zero, quando:

$$\frac{1}{2} \sqrt{-\frac{Z_1}{Z_2}} = \pm 1$$

È ora necessario considerare due sottocasi:

b') Z_1/Z_2 è compreso tra 0 e -4.

Supponiamo dapprima che la soluzione dell'equazione (9-a) sia:

$$\text{sen } h\,A/2 = 0 \quad \text{allora} \quad A = 0 \quad \text{e} \quad \cos h\,A/2 = 1;$$

perciò dall'equazione (9) si ha:

$$j \text{ sen } B/2 = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}$$

$$\text{sen } B/2 = \frac{1}{2}\sqrt{-\frac{Z_1}{Z_2}}$$

oppure:

$$B = 2 \text{ sen}^{-1} \frac{1}{2}\sqrt{-\frac{Z_1}{Z_2}} \quad \ldots \quad \ldots \quad \text{(9-b)}$$

Ora finchè $0 > \frac{Z_1}{Z_2} > -4$, il valore di $\frac{1}{2}\sqrt{-\frac{Z_1}{Z_2}}$ non sarà più grande dell'unità.

Quindi, durante questo intervallo, B avrà un valore reale, e perciò sarà possibile che il valore di A sia nullo, ossia che la struttura sia non attenuativa.

b'') Z_1/Z_2 è compreso tra -4 e $-\infty$.

Supponiamo in questo caso che la soluzione dell'equazione (9-a) sia $\cos B/2 = 0$; allora:

$$B/2 = (2n - 1)\,\pi/2 \quad ; \quad B = (2n - 1)\,\pi$$

in cui n è un numero intero.

Si ha perciò che $\text{sen } B/2 = \pm 1$. La (9) si riduce allora a:

$$\pm j \cos h\,A/2 = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}, \quad \text{ossia}$$

$$\cos h\,A/2 = \frac{1}{2}\sqrt{-\frac{Z_1}{Z_2}}$$

oppure:

$$A = 2 \cos h^{-1}\sqrt{-\frac{Z_1}{Z_2}}$$

Nell'intervallo $-\infty < \frac{Z_1}{Z_2} < -4$, il valore di $\frac{1}{2}\sqrt{-\frac{Z_1}{Z_2}}$ sarà più grande dell'unità, e quindi il valore di A sarà una quantità reale. Perciò entro questa gamma la struttura sarà attenuativa.

Si deve notare che se, nella ipotesi b') supponiamo $\cos B/2 = 0$, segue allora dall'analisi della condizione b'') che $A = 2 \cos h^{-1} \frac{1}{2}\sqrt{-\frac{Z_1}{Z_2}}$. È tuttavia impossibile che il valore di:

$$\cos h^{-1} \frac{1}{2}\sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}$$

sia reale nell'intervallo $0 > \frac{Z_1}{Z_2} > -4$, e quindi l'unica soluzione possibile della (9-a) in questa gamma è sen $h\,A/2 = 0$. Considerazioni analoghe mostreranno che l'unica soluzione possibile per valori di $\frac{Z_1}{Z_2}$ compresi nell'intervallo $-\infty < \frac{Z_1}{Z_2} < -4$ è $\cos B/2 = 0$.

Possiamo concludere dai casi a), b') et b'') che una struttura ricorrente non dissipativa permetterà solamente il passaggio di quelle correnti la cui frequenza è tale, che il rapporto della impedenza complessiva in serie alla impedenza complessiva in derivazione sia compreso tra 0 e -4.

Applicazione ai circuiti filtro.

Dall'analisi sopra esposta risulta che qualsiasi struttura permetterà liberamente il passaggio di quelle correnti, le cui frequenze sono tali che:

$$0 > \frac{Z_1}{Z_2} > -4$$

Perciò, se definiamo frequenza di frontiera di una struttura quella per la quale la struttura cessa di essere non attenuativa,

allora la frequenza (o le frequenze) di frontiera di una determinata struttura saranno ottenute risolvendo le equazioni:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = -4 \quad \text{e} \quad \frac{Z_1}{Z_2} = 0$$

La prima può essere scritta come $Z_1 = -4 Z_2$. Se si costruiscono le curve che dànno Z_1 e $-4 Z_2$, in funzione della fre-

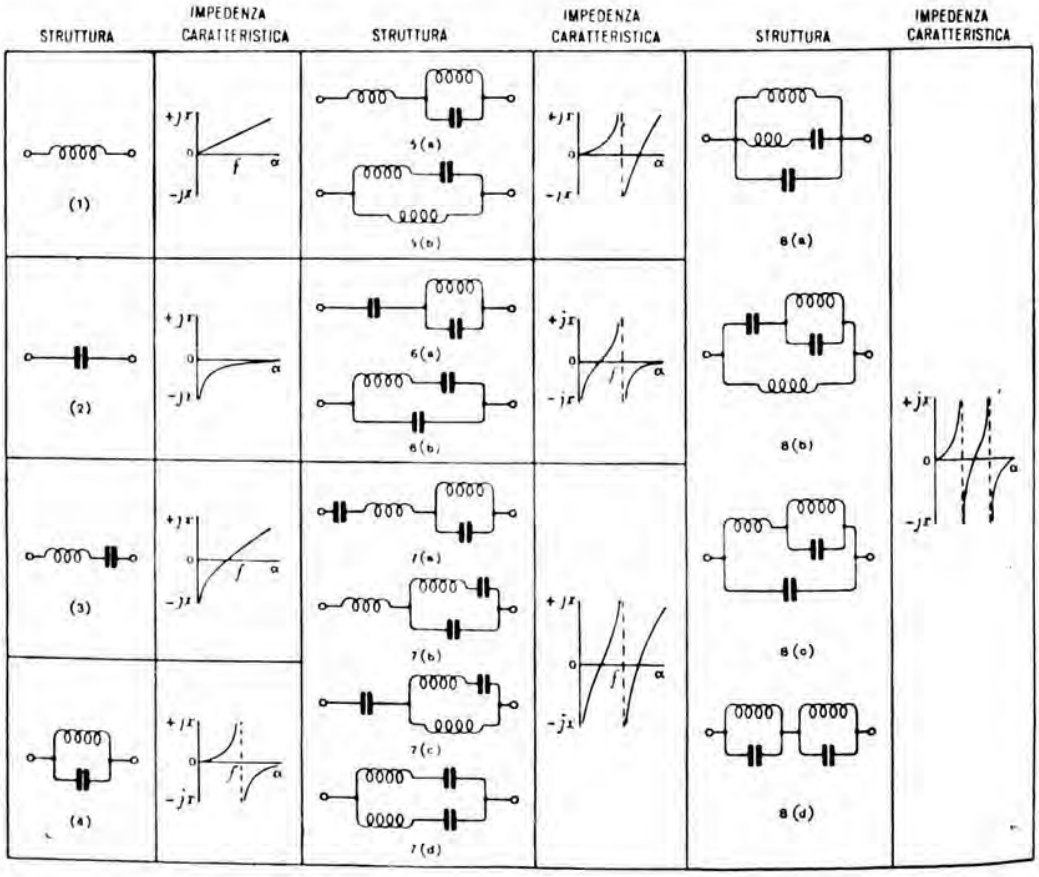


Figura 8.

quenza, allora il loro punto (o i punti) d'incontro determinerà la frequenza (o le frequenze) di frontiera. Una frequenza di frontiera sarà anche data dall'intersezione di Z_1 coll'asse delle frequenze,

perchè per tali punti $Z_1 = 0$ e quindi l'equazione $Z_1/Z_2 = 0$ sarà soddisfatta.

Da quanto esposto risulta che si può perciò determinare con un semplice sguardo, quando una determinata struttura attenuerà correnti di tutte le frequenze, o se essa permetterà il passaggio di particolari frequenze. In altre parole, avremo un rapido mezzo per determinare se una determinata struttura si comporterà come un filtro passa bassa, passa alto, passa banda, o ad attenuazione di banda.

Nella figura 8 sono date un certo numero di reattanze a due poli di uso comune, colle loro corrispondenti caratteristiche che rappresentano la reattanza in funzione della frequenza. Supponiamo di combinare le strutture (1) e (2) nella maniera mostrata nella figura 9.

Se allora costruiamo le caratteristiche reattanza - frequenza del ramo in serie e di quello in parallello nella maniera mostrata nella figura 10, si vede che la struttura della figura 9 farà passare

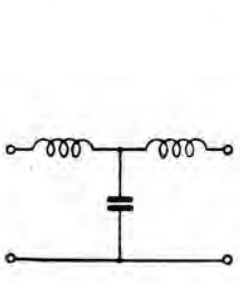


Figura 9.

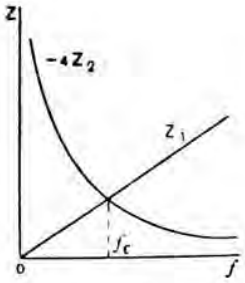


Figura 10.

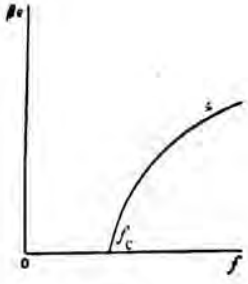


Figura 11.

liberamente tutte le correnti, le cui frequenze siano inferiori alla frequenza f_c. In altre parole, la figura 9 rappresenta un filtro passa bassa. La figura 11 rappresenta in maniera approssimata la caratteristica frequenza - attenuazione.

Si vede facilmente che se si scambiano i rami in serie con quelli in derivazione, la struttura, rappresenterà un filtro passa alto.

Consideriamo ora una combinazione delle strutture 3 e 4 come è mostrato nella figura 12.

Le corrispondenti caratteristiche della reattanza e della attenuazione in funzione della frequenza, sono mostrate rispettivamente

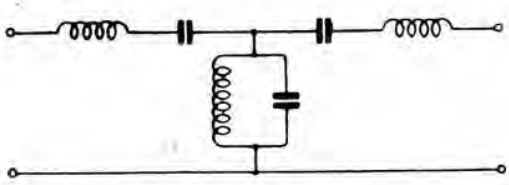


Figura 12.

nelle figure 13 e 14. Dalla figura 13 si vede che la struttura della figura 12 rappresenta un filtro passa banda, ed essa permetterà liberamente il passaggio di tutte le correnti, le cui frequenze sono comprese tra f_1 ed f_2.

Con questo metodo può venire determinato il tipo di filtro che risulta dalla combinazione di qualunque delle reattanze della della figura 8. Il significato di qualsiasi elemento di una determinata struttura può anche essere facilmente ricavato dalle caratteristiche dell'impedenza. Consideriamo per esempio la struttura della figura 9. Dalla figura 10 si vede che se la reattanza del ramo in

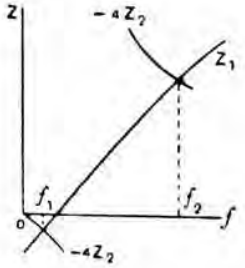


Figura 13.

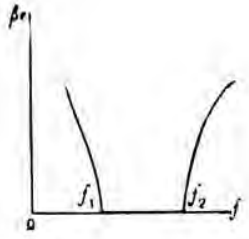


Figura 14.

serie è aumentata, l'inclinazione di Z_1 sarà più grande, e quindi il valore della frequenza di frontiera sarà più basso. Il medesimo effetto può anche essere ottenuto spostando verso il basso la curva per $-4\,Z_2$, ossia aumentando la capacità del ramo in derivazione.

PARTE IIª.

Tipi derivati di strutture.

Un metodo estremamente semplice per ottenere le formule esprimenti la costante di propagazione e l'impedenza caratteristica di diversi tipi complessi di filtri d'onda simmetrici è quello di considerare tali strutture come derivate dai tipi più semplici.

Consideriano due strutture periodiche del tipo mostrato nelle figure 15 (a) e 15 (b), in cui la struttura della figura 15 (b) è considerata come derivata dalla struttura più semplice rappresentata nella figura 15 (a).

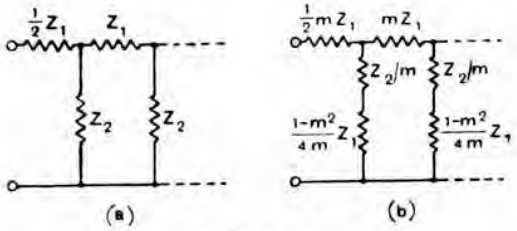


Figura 15.

Dalla equazione (1) l'impedenza caratteristica semi in serie mostrata nella figura 15(a) risulta:

$$Z_K = \sqrt{Z_1 Z_2 \left(1 + \frac{1}{4}\frac{Z_1}{Z_2}\right)}$$

Analogamente, la impedenza caratteristica semi in serie della struttura mostrata nella figura 15(b) è:

$$Z_K = \sqrt{m Z_1 \left(\frac{Z_2}{m} + \frac{1-m^2}{4m} Z_1\right)\left[1 + \frac{m Z_1}{4\left(\frac{Z_2}{m} + \frac{1-m^2}{4m} Z_1\right)}\right]}$$

$$= \sqrt{Z_1 Z_2 \left(1 + \frac{Z_1}{4 Z_2}\right)}$$

che è la stessa di quella ottenuta per la struttura più semplice. Perciò le impedenze caratteristiche semi in serie delle due strutture sono identiche.

Dalla (7) risulta che la costante di propagazione di ogni struttura simmetrica dipende solamente dal valore di Z_1/Z_2. Per la struttura della figura 15(b) questo rapporto è espresso da:

$$(Z_1/Z_2)_m = \frac{m Z_1}{\frac{Z_2}{m} + \frac{1 - m^2}{4 m} Z_1}$$

$$= \frac{4 m^2 (Z_1/Z_2)}{(1 - m^2) Z_1/Z_2 + 4} \quad .. \quad .. \quad (10)$$

Dalla (10) si può dedurre quanto segue:

a) Quando Z_1/Z_2 della struttura 15(a) è eguale a zero, il rapporto $(Z_1/Z_2)_m$ è anche esso eguale a zero.

b) Analogamente, quando $Z_1/Z_2 = -4$, anche il rapporto $(Z_1/Z_2)_m$ è uguale a -4.

Perciò la struttura della figura 15(b) avrà le medesime frequenze di frontiera della struttura più semplice dalla quale essa è derivata.

Risulta tuttavia dalla (10) che $(Z_1/Z_2)_m$ può assumere qualunque valore compreso tra 0 ed infinito, in dipendenza del valore assegnato ad m. Per esempio, la struttura derivata avrà un'attenuazione infinita quando il denominatore della (10) è nullo: ossia quando $Z_1/Z_2 = \frac{-4}{1 - m^2}$ o, ciò che fa lo stesso, quando:

$$m = \sqrt{1 + 4 Z_2/Z_1} \quad .. \quad .. \quad (10\text{-a})$$

Da queste relazioni risulta perciò che da una struttura più semplice può dedursi un'altra struttura, avente la medesima impedenza caratteristica semi in serie e le medesime frequenze di frontiera, ma ad essa corrisponderà, in generale, una costante di propagazione diversa, costante che dipende dal valore assegnato ad m.

Oltre alla struttura derivata semi in serie, vi è anche la struttura derivata semi in derivazione. Le strutture semplici e derivate di questi tipi sono mostrate rispettivamente nelle figure 16(a) e 16(b).

Con l'identico metodo impiegato per il caso semi in serie, può essere mostrato che l'impedenza caratteristica semi in deriva-

zione delle suddette strutture è la medesima ed è espressa dalla equazione (8). Inoltre il rapporto dell'impedenza in serie a quella in derivazione nel caso della figura 16(b) è, come nel caso della figura 15(b):

$$(Z_1 Z_2)_m = \frac{4 m^2 Z_1 Z_2}{(1 - m^2) Z_1 Z_2 + 4}$$

Si vede quindi che abbiamo ottenuto due strutture derivate, aventi le identiche costanti di propagazione, e le cui impedenze caratteristiche sono eguali rispettivamente alle impedenze caratteristiche semi in serie e semi in derivazione della struttura più semplice dalle quali esse sono derivate.

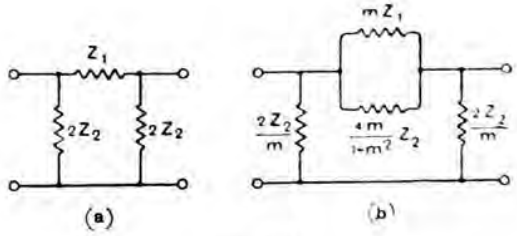


Figura 16.

Segue da quanto sopra, che qualsiasi struttura complessa può essere ridotta alla struttura elementare applicando le relazioni tra i rami in serie ed in derivazione, come è mostrato dalle figure 15(a) e 15(b) (per una rete a T), o dalle figure 16(a) e 16(b) (per una rete a Π). Sarà quindi sufficiente ottenere le formule dirette solamente per le strutture elementari: da esse si dedurranno le proprietà delle strutture complesse.

Verrà mostrato nel paragrafo seguente come l'uso di «filtri derivati» semplifichi lo studio dei filtri complicati, ed anche come esso renda possibile il progetto di filtri, le cui caratteristiche di attenuazione abbiano forma tale rendere i filtri medesimi molto utili in pratica.

Un esempio indicherà come si possa ricavare un filtro complesso da un filtro elementare. Le figure 17 e 18 mostrano rispet-

tivamente un filtro elementare passa banda e la corrispondente caratteristica attenuazione-frequenza.

Si vede dalla figura 18 che il filtro elementare della figura 17, ha una attenuazione infinita quando la frequenza è nulla od è

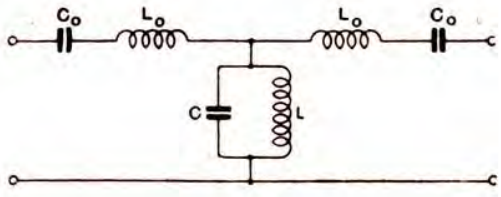


Figura 17.

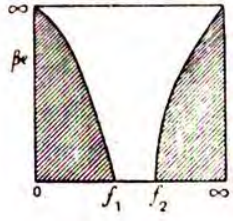


Figura 18.

infinita. Le figure 19 e 20 mostrano rispettivamente il filtro derivato e la corrispondente caratteristica attenuazione-frequenza.

Risulta dalla figura 20 che il filtro derivato ha le medesime frequenze di frontiera f_1 e f_2, ma la sua caratteristica d'attenua-

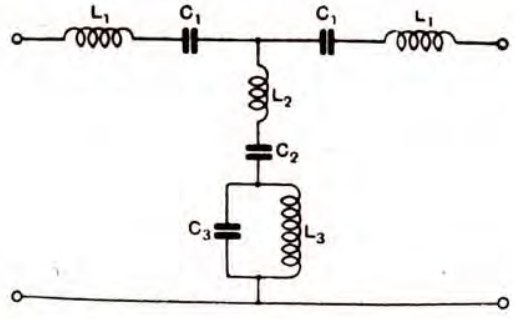


Figura 19.

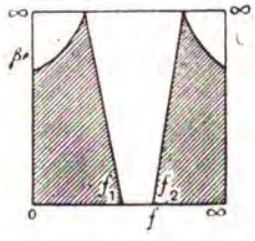


Figura 20.

zione è diversa da quella del filtro elementare della figura 18, la forma di questa caratteristica essendo determinata dal valore assegnato ad m.

I valori dei varî elementi della struttura riportata nella figura 19 vengono ottenuti per mezzo delle seguenti relazioni

$$L_1 = m\,L_o \qquad \text{(a)}$$

$$C_1 = C_o/m \qquad \text{(b)}$$

$$L_2 = \frac{1 - m^2}{4\,m} L_o \qquad (c)$$

$$C_2 = \frac{4\,m}{1 - m^2} \cdot C_o \qquad (d)$$

$$L_3 = L_o/m \qquad (e)$$

$$C_3 = m\,C \qquad (f)$$

Dalle relazioni (a) e (b) si ha:

$$\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} = m\left(\omega L_o - \frac{1}{\omega C_o}\right) = m Z_1;$$

dalle (c) e (d) si ha:

$$\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} = \frac{1 - m^2}{4\,m}\left(\omega L_o - \frac{1}{\omega C_o}\right) = \frac{1 - m^2}{4\,m} Z_1;$$

dalle (e) e (f) si ha:

$$-\frac{1}{\omega L_3} - \omega C_3 = m\left(\frac{1}{\omega L} - \omega C\right) = m/Z_2;$$

Risulta perciò che le 6 equazioni, dalla (a) alla (f), soddisfano le condizioni volute affinchè la struttura della figura 19 possa essere derivata da quella della figura 17.

Assegnando valori diversi al parametro m si possono ottenere parecchie strutture, aventi la medesima impedenza caratteristica e le medesime frequenze di frontiera, ma le cui costanti di attenuazione e di fase sono differenti. Nel paragrafo concernente i filtri composti, sarà mostrato come questa proprietà renda possibile di riunire in serie tante di tali strutture, quante se ne vuole, allo scopo di ottenere un filtro che soddisfi a condizioni richieste da considerazioni di carattere pratico.

I paragrafi seguenti mostreranno come l'uso dei filtri derivati semplifichi l'analisi dei filtri in generale.

PARTE IIIª.

Calcolo dei filtri di onda.

Per mostrare come le formule generali ottenute possano essere applicate a determinate strutture, verranno applicati i metodi già sviluppati, per ottenere tutte le formule necessarie per il calcolo di un filtro passa basso o passa alto.

1°) - Filtro Passa basso (P. B.).

Consideriamo il filtro della figura 21; esso può considerarsi come derivato dalla struttura elementare della figura 22.

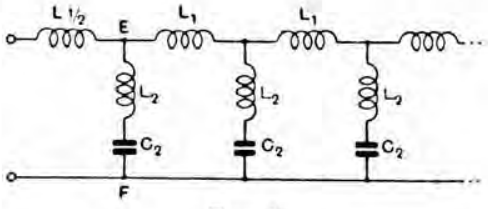


Figura 21

Considerando la figura 15(a) e 15(b) si vede che esistono le seguenti relazioni tra gli elementi della figura 21 e quelli della figura 22.

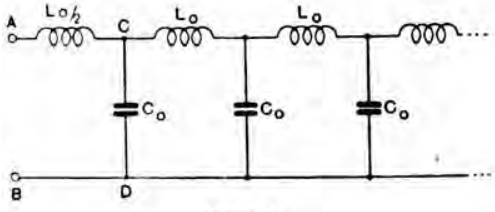


Figura 22.

$$L_1 = m\,L_o \quad .. \quad .. \quad .. \quad .. \quad (11)$$

$$L_2 = \frac{1 - m^2}{4\,m}\,L_o \quad .. \quad .. \quad .. \quad (12)$$

$$C_2 = m\,C_o \quad .. \quad .. \quad .. \quad .. \quad (13)$$

Perciò:

$$\left.\begin{aligned} m &= L_1/L_o \\ C_o &= C_2\, L_o/L_1 \end{aligned}\right\} \quad .. \quad .. \quad .. \quad (14)$$

Dalla (11) e (12) si ha:

$$L_2 = \frac{1 - \left(\frac{L_1}{L_o}\right)^2}{4\,\frac{L_1^2}{L_o^2}} = \frac{L_o^2 - L_1^2}{4\,L_1}$$

$$L_o^2 = L_1\,(L_1 + 4\,L_2) \quad .. \quad .. \quad (15)$$

Tutte le formule che ci occorrono per il filtro della figura 21 possono essere ottenute considerando il filtro elementare della figura 22.

a) - Frequenza di frontiera.

L'impedenza del ramo in serie è:

$$Z_1 = j\,\omega\,L_o$$

e quella del ramo in parallelo è:

$$Z_2 = 1/j\,\omega\,C_o$$

e quindi:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = -\,\omega^2\,L_o\,C_o \quad .. \quad .. \quad .. \quad (16)$$

Le frequenze limiti che il filtro trasmetterà saranno, come si è visto, determinate ponendo:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = 0 \quad \text{e} \quad \frac{Z_1}{Z_2} = -\,4$$

E quindi il filtro della figura 22 trasmetterà tutte le frequenze comprese tra i limiti:

$$-\,\omega^2\,L_o\,C_o = 0 \quad \text{ossia} \quad \omega = 0, \text{ et}$$

$$-\,\omega_c^2\,L_o\,C_o = -\,4\,, \quad \text{ossia} \quad \omega_c = 2\,\pi\,f_c = \frac{2}{\sqrt{L_o\,C_o}}$$

Il filtro della figura 22 è di conseguenza un filtro P. B.; esso lascerà passare le correnti le cui frequenze sono comprese tra zero e la frequenza di frontiera f_c, essendo:

$$f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{L_o C_o}} \quad .. \quad .. \quad .. \quad (17)$$

Dalla (16) e (17) si ha:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = -4 \left(\frac{f}{f_c}\right)^2 \quad .. \quad .. \quad .. \quad (18)$$

b) - Impedenza caratteristica semi in serie.

L'impedenza caratteristica semi in serie di ogni struttura è data dalla formula (1), cioè:

$$Z_K = \sqrt{Z_1 Z_2 \left(1 + Z_1 / 4 Z_2\right)}$$

Quindi per la struttura mostrata nella fignra 22 l'impedenza misurata tra A e B, quando l'estremità lontana è chiusa attraverso l'impedenza caratteristica semi in serie, è data da:

$$Z_{AB} = \sqrt{\frac{j \omega L_o}{j \omega C_o} \left(1 - \frac{\omega^2 L_o C_o}{4}\right)} = \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} \sqrt{1 - \frac{\omega^2 L_o C_o}{4}}$$

Dall' equazione (17) si ha che:

$$4 / L_o C_o = (2 \pi f_c)^2 = \omega_c^2$$

$$Z_{AB} = \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2} = \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} \quad (19)$$

Poichè

$$Z_1 = j \omega L_o \quad \text{et} \quad Z_2 = \frac{1}{j \omega C_o}$$

sarà

$$Z_1 Z_2 = \frac{L_o}{C_o} = K^2$$

Si vede perciò che $Z_1 Z_2$ è indipendente dalla frequenza. Se Z_o è definito come l'impedenza caratteristica nominale della struttura costante K, ossia la impedenza caratteristica per la frequenza per

la quale $Z_1/Z_2 = 0$, che in questo caso è la frequenza zero, segue dall'equazione (19) che

$$Z_o = \sqrt{L_o/C_o} \quad .. \quad .. \quad .. \quad (19\text{-a})$$

e quindi $$Z_{AB} = Z_o \sqrt{1 - (f/f_c)^2} \quad .. \quad .. \quad .. \quad (20)$$

c) - Impedenza caratteristica semi in derivazione.

L'impedenza caratteristica semi in derivazione, come venne mostrato, è data dalla (8), e cioè:

$$Z_K = \sqrt{\frac{Z_1 Z_2}{1 + Z_1/4 Z_2}}.$$

Perciò, nel caso del filtro della figura 22, può essere facilmente mostrato, sostituendo Z_1 e Z_2, che l'impedenza misurata tra C e D, quando l'estremità lontana sia opportunamente terminata, è:

$$Z_{CD} \quad \frac{Z_o}{\sqrt{1 \quad (f/f_c)^2}} \quad .. \quad .. \quad .. \quad (20\text{-a})$$

Filtro P. B. derivato

Finora tutte le formule sono state ottenute considerando il filtro elementare della figura 22. Applicando le equazioni dalla (11) alla (15) incluse, si possono facilmente determinare le formule corrispondenti per il filtro più complesso della figura 21. Dalla (14), (15) e (17) abbiamo, per le frequenze di frontiera del filtro derivato:

$$f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{C^2/L_1 \times L_o^2}} = \frac{1}{\pi \sqrt{C_2 (L_1 + 4 L_2)}} \quad .. \quad (21)$$

a) - Impedenza caratteristica semi in serie.

Dalla figura 21 si ha:

$$Z_1 = j \omega L_1$$

$$Z_2 = j \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)$$

da cui

$$Z_1 Z_2 = - \frac{L_1}{C_2} (\omega^2 L_2 C_2 - 1)$$

$$1 + \frac{Z_1}{4 Z_2} = \frac{\omega^2 L_1 C_2 + (\omega^2 L_2 C_2 - 1) 4}{4 (\omega^2 L_2 C_2 - 1)} .$$

Sostituendo nell'equazione (1), si ha che la caratteristica in serie del filtro derivato è data, tenendo conto della (21), da:

$$Z^2_k = \frac{L_1}{C_2} \left| 1 - \omega^2 C_2 \left(\frac{L_1}{4} + L_2 \right) \right|$$

$$\frac{L_1}{C_2} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2} \right).$$

Dalle equazioni (11), (13) e (19) si ha:

$$\frac{L_1}{C_2} = \frac{L_o}{C_o} = Z_o^2$$

$$Z_k = Z_o \sqrt{1 - (f/f_c)^2}$$

Questa impedenza, come era facile prevedere per quanto si è visto precedentemente, coincide con quella del filtro elementare.

b) - Frequenza di attenuazione infinita.

La frequenza per la quale l'attenuazione del filtro derivato diventa infinita sarà indicata con f_∞.

Ora è stato precedentemente dimostrato, che quando il valore del rapporto tra l'impedenza del ramo in serie e quella del ramo in derivazione di qualunque struttura sia positivo, l'attenuazione è espressa da:

$$A = 2 \operatorname{sen} h^{-1} \frac{1}{2} \sqrt{+ Z_1/Z_2}$$

Quando invece il valore di tale rapporto è compreso tra -4 e $-\infty$, l'attenuazione è espressa da:

$$A = 2 \cos h^{-1} \frac{1}{2} \sqrt{- Z_1/Z_2} .$$

Quindi, in ambedue i casi, il valore della attenuazione sarà infinito quando il valore di Z_1/Z_2 è infinito. Consideriamo ora la figura 21; il valore del ramo in derivazione è dato da:

$$Z_2 = j\,\omega\,L_2 + 1/j\,\omega\,C_2 = \frac{1 - \omega^2\,L_2\,C_2}{j\,\omega\,C_2}$$

Il valore di Z_2 sarà zero, e quindi il valore di Z_1/Z_2 sarà infinito quando:

$$1 - \omega^2\,L_2\,C_2 = 0 \qquad \text{ossia quando} \qquad \omega^2 = 1/L_2\,C_2$$

La frequenza di attenuazione infinita è data perciò da:

$$f_\infty = \frac{1}{2\,\pi\,\sqrt{L_2\,C_2}} \qquad \ldots \qquad \ldots \qquad (22)$$

si ha perciò dalle equazioni (21) e (22) che:

$$a = f_\infty/f_c = \sqrt{\frac{L_1 + 4\,L_2}{4\,L_2}}\,\sqrt{1 + \frac{L_1}{4\,L_2}} \qquad \ldots \qquad (23)$$

Dalle equazioni (11) e (12) si ha anche che:

$$m^2 = \frac{1}{1 + 4\,L_2/L_1} \qquad \text{ossia} \qquad m = \frac{1}{\sqrt{1 + 4\,L_2/L_1}} \qquad (24)$$

Combinando le (23) e le (24) si ha:

$$m = \frac{\sqrt{a^2 - 1}}{a} \qquad \text{ossia} \qquad a = \frac{1}{\sqrt{1 - m^2}} \qquad \ldots \qquad (25)$$

Il rapporto tra la impedenza in serie e quella in derivazione del filtro derivato, può anche essere espresso nella seguente maniera:

Dalla figura 21 si ha:

$$Z_1/Z_2 = \frac{\omega\,L_1}{\omega\,L_2 - \dfrac{1}{\omega\,C_2}} = \frac{\omega^2\,L_1\,C_2}{\omega^2\,L_2\,C_2 - 1}$$

Combinando questa espressione con le equazioni (11), (13), (17), (22), si ha:

$$Z_1/Z_2 = \frac{4\,(f/f_c)^2\,m^2}{(f/f_\infty)^2 - 1} = \frac{4\,m^2\,(f/f_c)^2}{(f/f_\infty)^2 - 1} \qquad \ldots \qquad (26)$$

c) - Impedenza caratteristica semi in derivazione.

L'impedenza caratteristica semi in derivazione della struttura della figura 21, che è l'impedenza misurata tra E ed F quando la estremità lontana è opportunamente scelta, può essere determinata nella seguente maniera:

Dalla equazione (1) si ha che la caratteristica semi in serie di ogni struttura è data da:

$$Z_k = \sqrt{Z_1 Z_2 (1 + Z_1/4 Z_2)}$$

e dalla equazione (8) si ha che l'impedenza caratteristica semi in derivazione di ogni struttura è espressa da:

$$Z'_k = \sqrt{\frac{Z_1 Z_2}{1 + Z_1/4 Z_2}}$$

Si ha quindi per divisione:

$$Z'_k = \frac{Z_k}{1 + Z_1/4 Z_2}$$

Ma dalle equazioni (25) e (26) si ha che:

$$Z_1/Z_2 = \frac{4 (a^2 - 1)}{1 - a^2 (f_c/f)^2}$$

e quindi:

$$Z'_k = \frac{Z_k}{1 + \dfrac{a^2 - 1}{1 - a^2 (f_c/f)^2}}$$

$$= \frac{Z_k \left[1 - \left(\dfrac{f}{a f_c}\right)^2\right]}{1 - (f/f_c)^2}$$

Si ha dalla equazione (20) che:

$$Z_k = Z_o \sqrt{1 - (f/f_c)^2}$$

e perciò:

$$Z'_k = \frac{Z_o [1 - (f/a f_c)^2]}{\sqrt{1 - (f/f_c)^2}} \qquad (26\text{-a})$$

d) - Determinazione dei valori degli elementi del filtro.

Dalle equazioni (17) e (19-a), per divisione si ottiene:

$$L_o = Z_o \pi f_c \quad .. \quad .. \quad .. \quad (27)$$

e per moltiplicazione:

$$C_o = 1 \pi f Z_o \quad .. \quad .. \quad .. \quad (28)$$

Dalle (11), (25) e 27) si ottiene:

$$L_1 = m L_o = \frac{L_o \sqrt{a^2 - 1}}{a} = \frac{m Z_o}{\pi f_c} \quad .. \quad (29)$$

Analogamente dalle equazioni (12), (25) e (27) si ha:

$$L_2 = \frac{1 - m^2}{4 m} L_o = \frac{L_o}{4 a \sqrt{a^2 - 1}} = \frac{Z_o}{\pi f_c} \times \frac{1 - m^2}{4 m} \quad (30)$$

e dalle equazioni (13), (25) e (28):

$$C_2 = m C_o = \frac{C_o \sqrt{a^2 - 1}}{a} = \frac{m}{\pi f Z_o} \cdot \quad (31)$$

Nel calcolo di un filtro P. B. occorre in generale determinare: 1° la frequenza di frontiera f_c; 2° i valori delle impedenze terminali fra i quali il filtro deve funzionare; 3° un'indicazione della attenuazione caratteristica richiesta, tenendo presente che questa ultima dipende dal valore scelto per la frequenza di attenuazione infinita. Le impedenze terminali sono in generale resistenze pure, e se esse sono le medesime ad ambedue le estremità del filtro, la perdita di trasmissione prodotta dal filtro nella gamma di non attenuazione sarà minima, purchè l'impedenza caratteristica del filtro abbia il medesimo valore di ciascuna delle impedenze terminali. Se in base alla equazione (20) si disegna la curva che rappresenta Z_k / Z_o in funzione di f / f_c, si vede che per frequenze non molto vicine alla frequenza di frontiera, l'impedenza caratteristica del filtro rimane notevolmente vicina a quella di Z_o. Quindi si suppone in generale che in un filtro P. B. Z_o abbia approssimativamente il medesimo ordine di grandezza delle impedenze terminali fra le quali il filtro deve funzionare.

Esempio.

Il seguente esempio numerico varrà ad illustrare i procedimenti di calcolo di un filtro P. B.

Supponiamo che sia richiesto di calcolare un filtro P. B., che debba funzionare tra impedenze terminali di 600 ohm, che abbia una frequenza di frontiera di 5000 periodi al secondo, e che debba presentare attenuazione infinita in corrispondenza della frequenza di 6000 periodi al secondo; abbiamo quindi

$$f_c = 5000; \quad f_\infty = 6000: \quad z_o = 600.$$

Dalla (23) si ricava $a = \frac{f_\infty}{f_c} = \frac{6000}{5000} = 1{,}2$

dalla (25) $m = \frac{\sqrt{a^2 - 1}}{a} = 0{,}552$

dalla (29) $L_1 = \frac{m Z_o}{\pi f_c} = \frac{6000 \times 0{,}552}{\pi \times 5000}$

$= 21{,}1$ millihenry.

dalla (30) $L_2 = \frac{Z_o}{\pi f_c} \times \frac{1 - m^2}{4 m} = 12$ millihenry

dalla (31) $C_2 = \frac{m}{\pi f_c Z_o} = 0{,}0585$ millifarad.

Il filtro P. B. richiesto è perciò del tipo mostrato nella figura 23. Passiamo ora a calcolare la costante di attenuazione e quella di fase di tale filtro. Dalla (26) si ha che:

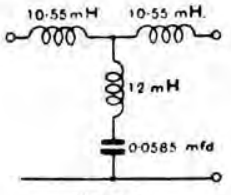


Figura 23.

$$Z_1 / Z_2 = \frac{4 m^2 (f/f_c)^2}{(f/f_\infty)^2 - 1}$$

Se sostituiamo nella suddetta formula i valori di m, f_c, f_∞, si troverà che, per tutte le frequenze comprese tra zero e 5000 cicli per secondo, il valore di Z_1/Z_2 è sempre compreso tra zero e -4. Quindi in questa gamma di frequenza non vi sarà attenuazione. In corrispondenza della frequenza di 5000 periodi al secondo, Z_1/Z_2

risulta eguale a — 4. A 6000 periodi al secondo, il denominatore della suddetta equazione è nullo, e quindi l'attenuazione sarà infinita.

Per frequenze comprese tra 5000 e 6000 periodi al secondo, il valore di Z_1/Z_2 può essere ottenuto per mezzo della suddetta equazione. In tale gamma di frequenza i valori di Z_1/Z_2 saranno negativi, e quindi l'attenuazione corrispondente può essere ricavata dalla curva per Φ 180° sulla figura 6.

Per frequenze al disopra di 6000 cicli per secondo, il valore di Z_1/Z_2 risulterà positivo, e quindi la corrispondente attenuazione può essere ricavata dalla curva per Φ 0°. La curva caratteristica dell'attenuazione in funzione della frequenza per il filtro è mostrata nella figura 24. Si vede che l'attenuazione aumenta abbastanza rapidamente per frequenze al disopra di quella di frontiera. Il rap-

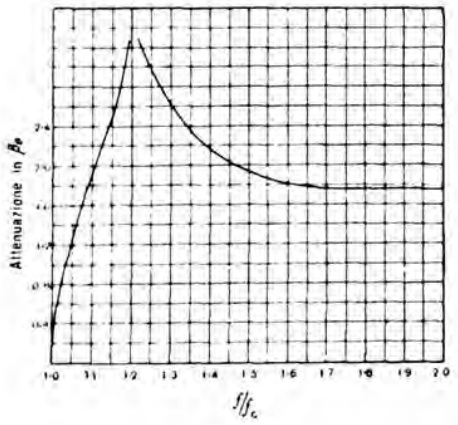


Figura 24. — Curva di attenuazione per filtro passa bassa.

porto dell'incremento sarebbe più grande, se la frequenza di attenuazione infinita fosse più vicina alla frequenza di frontiera e viceversa.

Consideriamo ora la caratteristica relativa alla costante di fase.

Dalla curva della figura 7 si vede che essa per Φ 180° rimane costante a 3,14 radianti, ossia a 180°, purchè Z_1/Z_2 sia uguale o maggiore di 4. Perciò, per la gamma di frequenza com-

presa tra la frequenza di frontiera e quella di attenuazione infinita, quando perciò il valore di Z_1/Z_2 risulti negativo e maggiore in valore assoluto di 4, la costante di fase resterà a 180°. Si vede inoltre dalla figura 7 che per Φ = 0° la costante di fase rimane a 0°. Per frequenze comprese nella gamma di attenuazione nulla, quando cioè il valore di Z_1/Z_2 è compreso tra 0 e — 4, la costante

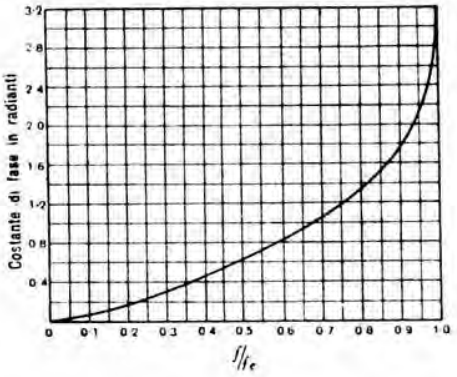


Figura 25. — Curva di costante di fase per filtro passa bassa.

di fase seguirà la curva mostrata nella figura 25. I valori per questa curva sono stati ottenuti calcolando, per mezzo della suddetta equazione, e per ogni determinata frequenza, Z_1/Z_2 e quindi ricavare dalla curva per Φ = 180° sulla figura 7 i valori corrispondenti della costante di fase. Vi è sempre uno spostamento di fase di 180° alla frequenza di frontiera, spostamento di fase che dipende, per ogni frequenza più bassa, dal valore stabilito per f_∞.

(continua).

M. REED.

(traduzione del ten. col. F. AMOROSO).

LA DETERMINAZIONE DEL CAMPIONE GIAPPONESE DI RADIOFREQUENZA [1]

SOMMARIO. *La memoria di Y. Namba, del Laboratorio di elettrotecnica del Ministero delle Comunicazioni del Giappone, descrive il complesso allestito in detto laboratorio per il campione di frequenza. Venne impiegato per lo scopo un diapason di acciaio elinvar della Ditta H. W. Sullivan C. Ltd, Londra, mantenuto in oscillazione da un triodo. Alcune importanti caratteristiche delle sue variazioni di frequenza sono state misurate, e si apportarono modifiche per ridurre al minimo le variazioni osservate. Il valore assoluto della sua frequenza fu misurato con una lunga serie di prove; in media risultò di 999,770 cicli s. a 36° C.*

La precisione della misura fu valutata di una parte su un milione, ma in causa dell'effetto della pressione atmosferica, la costanza è di poche parti su un milione. Due stadii di multivibratori moltiplicano la frequenza normale per mille, e la calibrazione può essere fatta con la precisione di uno su parecchie centinaia di migliaia. Per determinare la costanza del mantenimento della frequenza, un oscillatore piezoelettrico fu calibrato di tempo in tempo per il periodo di 5 mesi, ed i risultati furono soddisfacenti.

Introduzione.

La precisa determinazione di frequenze elevate è uno dei più importanti problemi tecnici. Specialmente nelle radiocomunicazioni, la crescente domanda di queste necessita una più precisa assegnazione delle frequenze per i vari servizi ed una più accurata costanza di esse: requisito essenziale è quindi l'alto grado di precisione nelle radio frequenze. Il lavoro di stabilire accurati campioni di frequenza fu iniziato nel Giappone fin dal 1918; venne, dapprima, realizzato un campione costituito di induttanza e capacità, paragonandolo, sia con macchine rotanti, sia con fili di Lecher. In seguito, per il bisogno di confronti tra i Ministeri della Guerra, della Marina e delle Comunicazioni, e, in armonia coi desiderata della

(1) Articolo pubblicato nei *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 18°, n. 6, giugno 1930.

"Unione internazionale di radiotelegrafia scientifica„ (U. R. S. I.), i campioni fondamentali di frequenza vennero nuovamente determinati.

Per risolvere il problema, l'ideale sarebbe un vibratore, la cui frequenza possa essere mantenuta rigorosamente e indefinitamente costante. Molte specie di vibratori, meccanici, elettrici, elettrodinamici, possono adottarsi, ma una perfetta costanza nella frequenza generata non può aspettarsi da nessuno di essi.

Tra le molte specie di vibratori vanno menzionati i seguenti:

1) meccanici, come il pendolo d'un orologio;
2) elettrici, come uno speciale oscillatore a valvola;
3) elettromeccanici, come una valvola applicata a un diapason, un oscillatore a magnetostrizione o un oscillatore piezoelettrico.

Ognuno di essi ha le proprie caratteristiche, e le relative frequenze sono state descritte più o meno bene da molti autori. Tuttavia, la scelta opportuna del metodo che presenti la maggior costanza richiede ulteriori investigazioni. Una volta stabilita la frequenza normale, segue il problema di ottenere un adeguato numero di separate frequenze entro limiti abbastanza estesi, e ciò può ottenersi con un sistema di moltiplicazione di frequenza.

Parecchi metodi sono possibili, e tra questi è da preferirsi l'amplificatore armonico e il generatore a onda distorta controllata.

Il sistema adottato in questo laboratorio consiste in un diapason a valvola e in un multivibratore controllato.

Sistemi per la frequenza campione.

Come sorgente della frequenza campione, fu scelto un diapason a valvola munito di termostato, per la costanza della frequenza raggiungibile e per la capacità di misura della frequenza generata. Le proprietà di questo vibratore furono investigate a fondo, sperimentalmente e teoricamente, da molti studiosi (1).

(1) D. W. Dye. *Roy. Soc.*, Series A. 103, 240; 1923. - W. H. Eccles, *Phys. Soc.*, 31, 260; 1919. - S. Butterworth, *Phys. Soc.*, 32, 345; 1920. - T. G. Kodgkinson, *Phys. Soc.*, 38, 24; 1925.

La causa più importante di variazione della frequenza è quella della variazione di temperatura; un diapason comune, quindi, non è sufficiente, poichè la variazione di temperatura in una camera

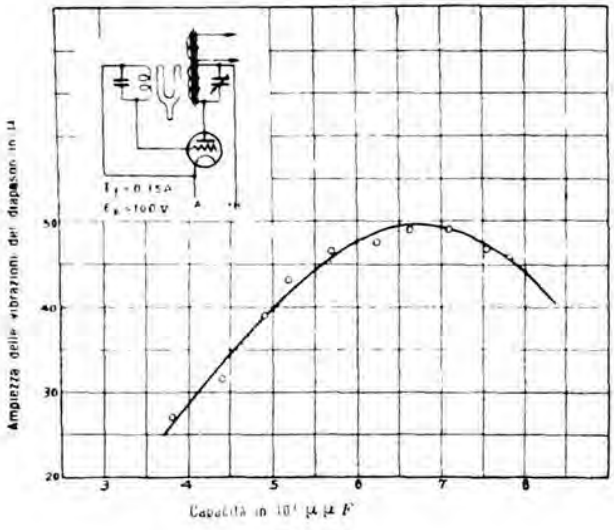


Figura 1.

termostatica sarà, almeno, dell'ordine di 0,1 grado centigrado, e la costanza della frequenza del diapason, così raggiunta, può

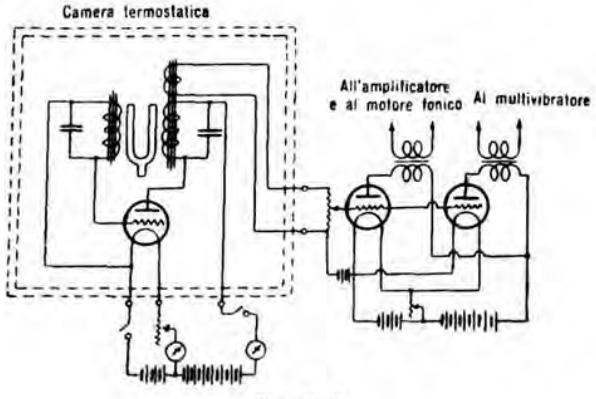


Figura 2.

essere solo dell'ordine di 1 su centomila, essendo il coefficente di temperatura del diapason ordinario di circa 1 su diecimila per grado

centigrado. Un diapason di acciaio elinvar, inventato da Guillaum (2) fu perciò adottato come campione e costruito da H. W. Sullivan Co. Ltd., London; la frequenza fu accordata il meglio possibile al valore di 1 kc.

Il modo di sostegno del diapason è un fattore che può dar luogo a una variazione della frequenza a motivo dell'accoppiamento meccanico tra esso e i corpi circostanti; perciò il diapason fu montato saldamente e permanentemente in opportuno sostegno per ridurre l'effetto nocivo.

La capacità del condensatore, in derivazione tra i capi della bobina anodica del circuito eccitante il diapason, fu scelta e adattata per dare la minima variazione alla vibrazione di questo. La figura 1 mostra l'ampiezza della vibrazione per i vari valori di detta capacità; rimane tuttavia il problema della compensazione della variazione della frequenza, dovuta all'instabilità della sorgente di energia, come fu osservato dal Dye, ma l'ordine di queste variazioni risultò piccolissimo ed è facile mantenerlo nei limiti della precisione delle misure.

La variazione effettivamente risultante dal variare del potenziale di placca e della corrente del filamento era $-2{,}1 \times 10^{-7}$ per la tensione di placca e $+8 \times 10^{-7}$ per la corrente del filamento, per un cambiamento dell'uno per cento di queste due sorgenti alimentatrici.

Il valore dell'erogazione del circuito a diapason influisce sul valore della sua frequenza, se la bobina di erogazione è piuttosto strettamente accoppiata al circuito eccitatore, poichè la forza controelettromotrice, dovuta alla corrente erogata, produce un cambiamento nell'angolo di fase della corrente eccitante. In particolare, si trovò che la polarizzazione a corrente continua della bobina anodica dovuta a un carico esterno dava una variazione costante elettromeccanica del circuito eccitante. Di conseguenza, la bobina di uscita è stata shuntata da una elevata resistenza fissa, e una opportuna potenza è condotta dall'uscita di un amplificatore ad eliminare l'azione mutua. Questo metodo, il cui circuito è indicato nella

(2) Ch. Ed. Guillaum, *Compt. Rend.*, 170, 1433; 1920.

figura 2, fu recentemente adottato dal Clapp (3). Come fu notato, un diapason elinvar ha un piccolissimo coefficente di temperatura dell'ordine di 1×10^{-5}; tuttavia l'effetto della temperatura è il fattore di maggiore importanza, e fu, perciò, adoperata una camera termostatica, rappresentata schematicamente nella figura 3. Tre

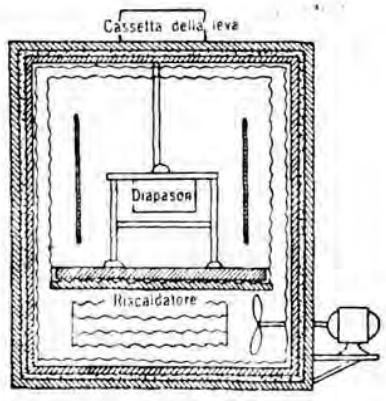


Figura 3.

strati di sughero e cotone silicato isolano la camera dall'esterno; un doppio strato di lamiera di rame ondulata permette la circolazione dell'aria. Il regolatore contiene un elemento bimetallico che consiste di un sottile tubo di alluminio e di un'asticella di invar

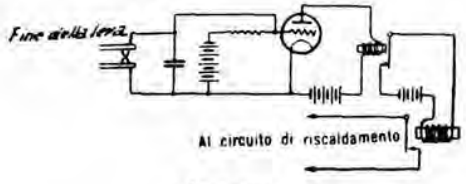


Figura 4.

con una leva di grande rapporto e un contatto tungsteno-platino. Un « relais » a valvola è adoperato per attenuare la scintilla al contatto; la regolazione della temperatura è perfettamente soddisfacente entro 0°, 1 C. Il diagramma schematico del circuito è mostrato nella figura 4.

(3) Y. K. Clapp e L. M. Hull, *Proc. I. R. E.*, 17, 252; febbraio 1929.

Determinazione della frequenza del diapason.

La determinazione del valore assoluto della frequenza è un altro problema difficile da risolvere, dopo stabilizzata la frequenza della sorgente. Vi sono vari metodi, provati da diverse autorità e discussi nella memoria di Krein e Rouse (4); quelli più accurati si possono dividere nelle due seguenti categorie:

1) metodi d'integrazione;

2) metodi di confronto con una macchina rotante.

Il metodo d'integrazione è preferibile, perchè non richiede un vibratore intermedio, e la misura può essere fatta direttamente; quello di confronto utilizza la frequenza di un alternatore, la cui rotazione è controllata da un altro vibratore, come il metodo adoperato da How e Wenner (5); il processo della misura del tempo va ripetuto due volte, ed è, quindi, diminuita la precisione della misura. Fu adoperato un motore fonico di Rayleigh e La Cour, e, poichè la frequenza del motore è in esatto sincronismo con la frequenza introdotta, essa funziona come meccanismo misuratore di frequenza.

Il motore impiegato è costruito dalla General Radio Co., Cambridge Mass., ed è provvisto di un commutatore che fa un segno ogni 12 secondi su un nastro, quando sia usata una frequenza esatta di mille cicli al secondo.

La precisione della misura della frequenza dipende principalmente dalla accuratezza dei mezzi di misura del tempo ed anche dagli intervalli di tempo presi nelle misure, e va notato che i valori così ottenuti dànno sempre il valore medio della frequenza durante l'intervallo di tempo. L'orologio di questo Laboratorio è un Clemens Riefler, Classe B, n° 468, e le sue indicazioni vengono ogni giorno misurate per confronto coi segnali mandati alle 11 ant. dall'Osservatorio astronomico di Mitaka del distretto di Tokio.

Le misure assolute furono fatte dapprima in intervalli di tempo relativamente brevi: p. es. 1 ora (3600 sec), e dopo, in

(4) E. Krein e G. F. Rouse, *Opt. Soc.*, 14, 263; 1927.

(5) R. H. How e F. Wenner, *Phys, Rev.* 24, 535; 1907.

intervalli di 24 ore (86.400 secondi); in quest'ultimo caso la precisione dell'orologio può essere trascurata nelle misure, e il tempo fu paragonato direttamente coi segnali standard del tempo dati secondo il giorno solare medio. L'errore probabile del tempo nel corso della misura di frequenza è valutato a $\pm$ 0,002 secondi. Come risultato finale si è ottenuto un valore della frequenza media di

999.770 cicli/s a 36° C.

Poichè l'elemento che maggiormente influisce sulla variazione di frequenza del diapason è la temperatura, risulta di primaria

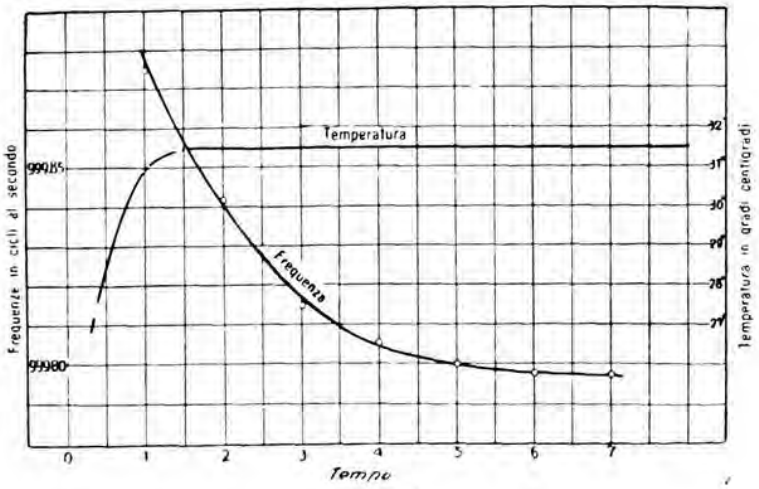


Figura 5.

importanza la determinazione del suo coefficiente di temperatura. Una lunga serie di misure si fecero tra 25° e 38° C, ed è stato dimostrato che il termine di secondo ordine è praticamente trascurabile al disopra della suddetta temperatura e che la relazione è perfettamente lineare nei limiti di precisione consentiti, per es.:

Coeff. 0,000018.

Qui può essere osservato che il diapason, per la sua pesante costruzione, ha una capacità termica così grande da provocare un notevole ritardo nell'aumento di temperatura.

Nella figura 5 è mostrato un esempio di variazione della frequenza del diapason nel caso del diapason di temperatura iniziale

di 24_0 C, elevato poi ad una temperatura fra 31° e 32° C; la temperatura del bagno raggiunse un valore costante solo dopo 5 o 6 ore. Questo è uno degli inconvenienti nell'uso del diapason come campione.

L'effetto della pressione atmosferica va considerato perchè un diapason produce, vibrando, un'apprezzabile quantità di energia acustica, e la densità dell'aria varia lo smorzamento delle vibrazioni. Come risultato dell'esperienza con una camera a pressione, la variazione di frequenza risultò di -3×10^{-7} per millimetro di mercurio.

Dispositivi per la moltiplicazione di frequenza.

La frequenza campione fu stabilita come singola frequenza; questa va, quindi, moltiplicata, per coprire una richiesta gamma di frequenza.

A tale scopo vari metodi vennero provati da diversi sperimentatori. Dal punto di vista dell'accuratezza e facilità di manipolazione, i metodi possono dividersi in due categorie come è già stato detto (6) (7). Il tipo di multivibratore usato dal Dye fu adottato in questo Laboratorio, perchè il sistema può produrre armoniche di ordine elevato e d'intensità uniforme; inoltre, la demoltiplicazione di frequenza è possibile, allargando così la gamma di frequenza del sistema.

Il primo stadio del multivibratore ha una fondamentale, che può essere variata entro una determinata gamma intorno a 1000 cicli al secondo ed è controllata dalla sua fondamentale; armoniche superiori alla centesima possono essere agevolmente separate. Per aumentare la separazione tra le armoniche vicine di ordine elevato, fu adoperato un secondo stadio di multivibratore, la cui fondamentale può essere scelta tra la 19ma, 20ma e 21ma armonica dello stadio originale.

---

(6) J. W. Horton, N. H. Ricker e W. A. Marrison, *Journ. A. I. E. E.*, 42, 730; 1923. - C. B. Jolliffe e G. Hazen, *B. O. S. Scien.*, 530; 1926.

(7) D. W. Dye, *Phil. Trans. Roy. Soc.*, 224, 259; 1924. - H. Abraham e E. Bloch, *Ann. de Phys.*, 12, 237; 1919.

Un cambiamento nelle frequenze armoniche può essere assicurato, variando la resistenza di placca a grado a grado, ed una ulteriore regolazione si ottiene con un condensatore variabile inserito nel circuito di griglia: quest'ultima disposizione riesce conveniente per mantenere uniforme l'intensità delle successive frequenze.

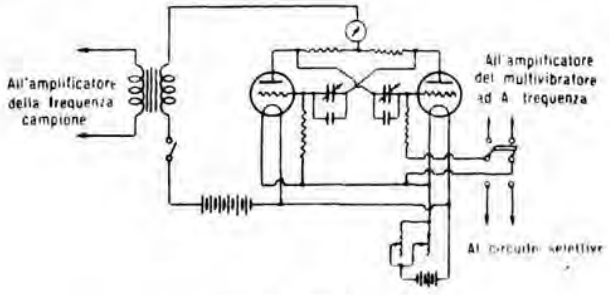


Figura 6.

L'effetto dell'umidità sul funzionamento del multivibratore è stato trovato così grande da distruggere talvolta interamente la condizione del sincronismo.

Le figure 6 e 7 mostrano gli schemi dei multivibratori rispettivamente a bassa e ad alta frequenza.

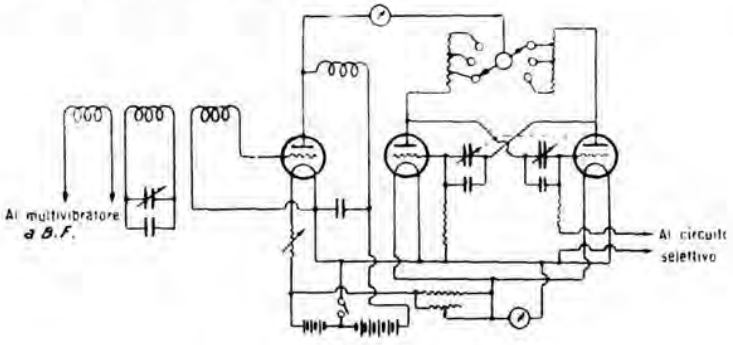


Figura 7.

L'ordine delle armoniche può essere determinato dalla scala precalibrata del circuito selettore, quando esse sono in battimento con l'oscillatore ausiliario; il tono caratteristico udito in un telefono ricevitore indica chiaramenre il punto sincronizzante dell'armonica scelta.

La frequenza campione può essere moltiplicata dall'intero

sistema oltre mille volte; l'estensione a frequenze più elevale oltre 10.000 kc, è facilmente assicurata dalla relazione armonica tra le frequenze prodotte e quelle dell'oscillatore ausiliario senza diminuire l'accuratezza della taratura.

Metodo di taratura.

È stato preferito il metodo di taratura acustico, usando una eterodina di grande stabilità, perchè assorbe la minima potenza dall'oscillatore campione, e, in base al principio del doppio battimento, ogni armonica sussidiaria può essere ottenuta entro la gamma di un chilociclo, il che accresce considerevolmente la precisione della taratura.

La massima cura va presa nella costruzione di questo oscillatore ausiliario per rendere minima la variazione della sua fre-

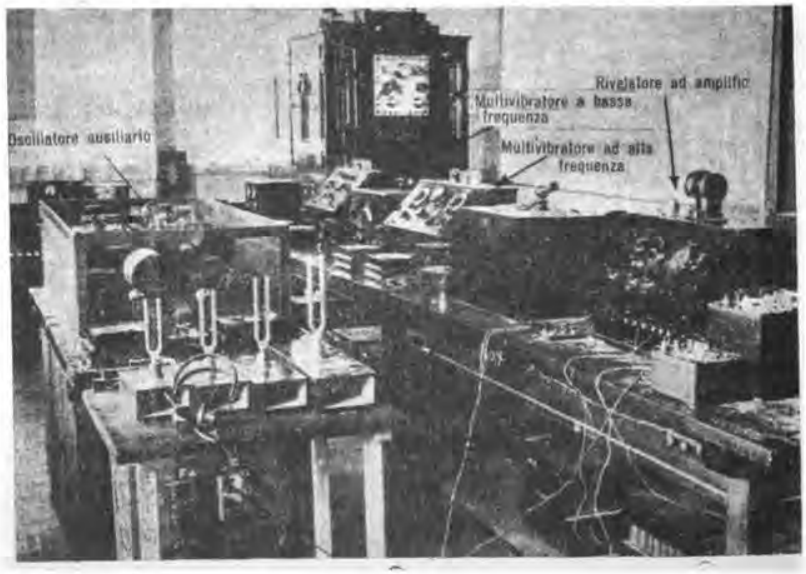


Figura 8.

quenza, ma tale effetto può essere eliminato nel risultato, facendo più breve che sia possibile il tempo della misura, perchè l'oscillatore è adoperato soltanto per sostituzione.

La precisione della taratura dipende largamente dalla percen-

tuale di variazione della frequenza dell'oscillatore. Un gruppo di condensatori nel circuito oscillatorio è combinato in serie o in parallelo, e mediante un condensatore a verniero si può ottenere facilmente la precisione di poche unità in un milione.

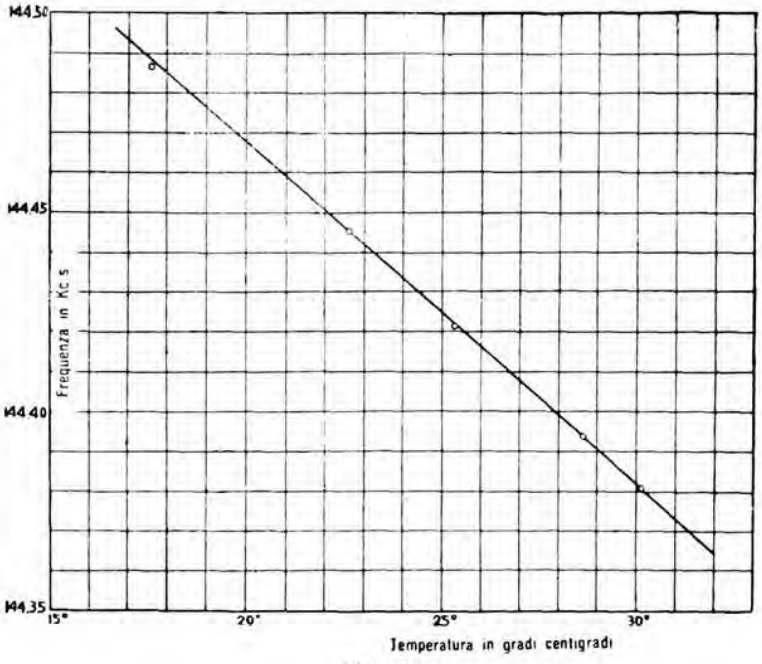


Figura 9.

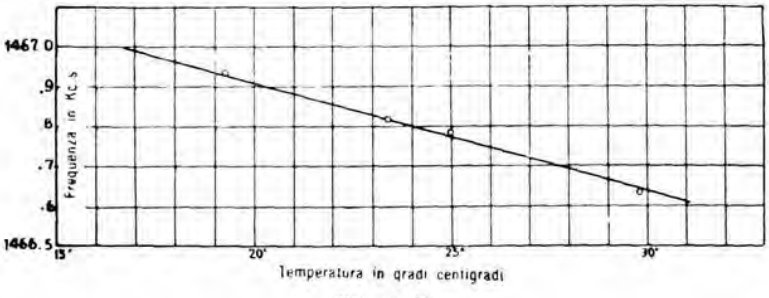


Figura 10.

I condensatori usati devono essere di precisione, sia per il materiale sia per la costruzione.

Allo scopo di accertare la costanza risultante e l'accuratezza di taratura del sistema campione, fu eseguita una serie di misure

di frequenza con un oscillatore a quarzo, che era stato adoperato per altri scopi in vari laboratori radiotecnici fin dall'agosto 1928.

Tale oscillatore a quarzo non era di tipo speciale, e la temperatura della lamina di quarzo non veniva controllata termostaticamente.

La lamina di quarzo era tagliata circolarmente secondo il metodo Curie; le frequenze dovute al diametro e allo spessore erano approssimativamente regolate sui valori di 144 kc e 146 kc, rispettivamente.

La seguente tabella mostra i risultati delle esperienze eseguite in un periodo di 5 mesi nel nostro laboratorio.

Frequenze misurate di un piezo-oscillatore elettrico a quarzo.

DATA	Quarzo, 144 kc.		Quarzo, 1466 kc.	
	Temperatura in gradi C.	Frequenza in cicli per sec.	Temperatura in gradi C.	Frequenza in cicli per sec.
Agosto 1928 . . .	25,3	144,422	28,7	1466,66
	28,6	144,394		
	30,1	144,381		
Ottobre 1928. . .	22,6	144,446	24,6	1466,78
			23	1466,81
Novembre 1928. .	17,6	144,486	18,2	1466,97

Nelle figure 8 e 9 le curve mostrano i valori della frequenza di questa lamina di quarzo relativi a diverse temperature. Tali risultati costituiscono una buona illustrazione della costanza del mantenimento della frequenza campione e della precisione della taratura e mostrano inoltre che anche la costanza della frequenza generata dall'oscillatore a quarzo è eccellente.

Inoltre, si può vedere che la variazione di frequenza è una relazione lineare con la temperatura, con errore di poche unità su centomila.

I coefficenti di temperatura trovati furono i seguenti:

coefficente di oscillazione dovuto all'eccitazione $X_x - 2{,}6 \times 10^{-5}$

» » » » » $Y_y - 8{,}0 \times 10^{-5}$

In conclusione, si può affermare che il dispositivo sopradescritto è solo un inizio, e che le misure della frequenza campione e vari miglioramenti del sistema sono ancora da eseguire.

Vanno poi espressi ringraziamenti a R. Yoneda, S. Namba, S. Ishikawa e S. Kanzaki di questo laboratorio per l'assistenza data nelle lunghe e laboriose esperienze.

Y. NAMBA.

(Traduzione dell'ing. AURELIO BELTRAMI).

Direttore responsabile: Prof. G. VANNI.

Anno 9° - N.i 5 e 6. Settembre - Dicembre 1930-A. VIII e IX.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO

DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

SOMMARIO:

L. SACCO. — Sui triodi amplificatori senza distorsione.

J. F. HERD. — Esperienze sulle condizioni che corrispondono al funzionamento ottimo nella ricezione eterodina. - (Traduzione dell'ing. U. TIBERIO).

M. REED. — Filtri elettrici. - (Traduzione del ten. col. F. AMOROSO). *(continuazione e fine)*.

ABBONAMENTO.

ANNUO (6 numeri). . . . L. 12
UN NUMERO SEPARATO . . L. 3

Inviare l'importo a mezzo vaglia alla DIREZIONE DELL' ISTITUTO R. T. ED E. DEL GENIO MILITARE, Viale Mazzini 8. ROMA (149)

Roma, Tipo-Lit. Off. R.T. ed E. del Genio Mil.

Anno 9° - N.i 5 e 6. Settembe-Dicembre 1930 - A. VIII e IX.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

Diretto dal Prof. G. VANNI

Sui triodi amplificatori senza distorsione

SOMMARIO. — *Lo studio considera l'equazione completa dei triodi amplificatori nel funzionamento lineare, e la applica alla determinazione analitica di alcune condizioni di funzionamento ottimo.*

I. – Equazione del triodo amplificatore.

1. - Lo studio del triodo amplificatore viene spesso basato sulla equazione semplificata

$$\varrho\, i_p = v_p + \mu\, v_g \qquad (1)$$

in cui:

ϱ = resistenza interna (ohm) v_p = tensione di placca (volt)
v_g = tensione di griglia (volt) i_p = corrente di placca (ampere)
μ = fattore di amplificazione

con la tacita ammissione che essa corrisponde alla regione lineare o pianeggiante della superficie rappresentativa del triodo; in realtà, la equazione suddetta corrisponde ad una superficie piana e parallela a quella del triodo, ma da essa ben nettamente distinta. Nei comuni diagrammi rappresentanti le caratteristiche dei triodi, nei quali si assumono come ascisse le v_g e come parametri le v_p, la equazione suddetta rappresenta una famiglia di rette uscenti dai punti di interdizione, parallele alle caratteristiche ma distinte da esse.

La interdizione si verifica, infatti, normalmente per $v_g = \frac{-v_p}{\mu}$, come lo esige la equazione semplificata, ma pei valori di $v_g > -\frac{v_p}{\mu}$ le caratteristiche reali crescono dapprima lentamente e poi assumono un andamento rettilineo parallelo alle rette rappresentate dalla (1), dalle quali rimangono notevolmente distanti.

Prolungando quindi il tratto rettilineo delle caratteristiche reali, esse intersecano l'asse v_g in B anzichè in A, come avviene per le rette rappresentate dalla (1) e riportate punteggiate nella figura 1.

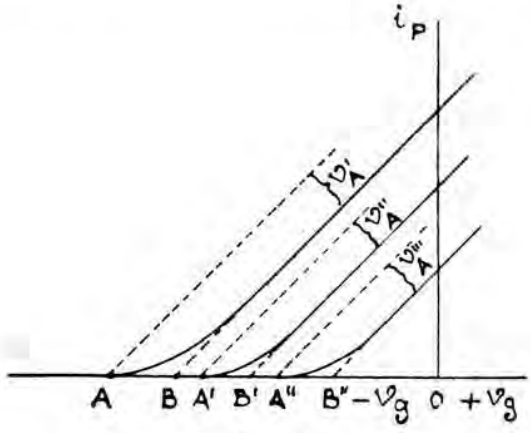


Figura 1.

L'uso della equazione (1) non dà luogo ad inconvenienti, se lo studio considera solo le parti alternate delle grandezze in giuoco, ma porta a valutazioni erronee ogni qualvolta si debba tener conto anche delle parti continue delle grandezze stesse. Per questo scopo si deve ritornare alla equazione originale di Vallauri (1) che si può mettere nella forma

$$\rho\, i_p = v_p + \mu\, v_g - V_r \qquad (2)$$

Il termine aggiunto V_r, che chiameremo *potenziale, o tensione, residua*, è tutt'altro che trascurabile nelle valvole comunemente

(1) V. la rivista *L'elettrotecnica*, fasc. 25 gennaio e 5 febbraio 1917.

usate. Il suo valore si può ricavare facilmente e direttamente dalle famiglie delle caratteristiche. Ponendo ad esempio $v_g = 0$, si ricava $V_r = v_p - \rho\, i_p$. Basterà, dunque, ricavare dalle caratteristiche la corrente i_p, corrispondente al punto in cui la caratteristica v_p taglia la verticale uscente dall'ascissa $v_g = 0$, e dedurre V_r con la relazione ora scritta.

Nella tabella sono riportati i valori delle V_r per varie valvole del commercio insieme ad altri dati relativi alle valvole stesse.

TABELLA

CASA COSTRUTTRICE	TIPO	V_f V	i_f A	i_s mA	ρ kΩ	μ	g mA/v	V_r max V	$V_r = v_p - \rho\, i_p$ (per $v_g = 0$) V	$i'_r = \frac{V_r}{2\rho}$ mA	$i''_r = \frac{7}{2}\frac{V_r}{\rho}$ mA
Zenith . .	U 418	4	0.180	70	1.7	7	4	150	32	9.4	65
» . .	U 460	4	0.600	—	1.6	4	2.5	250	23	7.2	50
» . .	W 10 M	7	1.2	—	3	8	2.5	425	90	15	105
Marconi .	DEL 410	4	0.100	30	9	13.5	1.5	150	51	2.8	20
Telefunken	RE 064	4	0.06	7	23	10	0.43	100	44	0.96	6.7
» .	RE 124	4	0.15	50	3	5	1.7	150	31	5.2	36
Philips . .	B 403	4	0.15	50	3.4	3.5	1.1	150	23	3.4	24
» . .	B 406	4	0.100	40	4	5.5	1.4	150	30	3.8	27

2. - Alla domanda se la tensione residua abbia qualche relazione con gli altri dati della valvola, sembra si possa rispondere affermativamente: sembra cioè che essa sia proporzionale alla tensione globale di saturazione della valvola. Questa deduzione risulta in modo semplice dalla equazione, proposta dallo scrivente, per rappresentare la caratteristica globale del triodo, limitatamente al tratto compreso tra la interdizione e la saturazione.

Tale equazione, riportata dal capitano Donato Giliberti nel *Bollettino R. T. del R. Esercito,* fascicolo di maggio-giugno 1929,

unitamente ad alcuni dati sperimentali di conferma, si può scrivere, limitatamente al tratto compreso tra la saturazione e la interdizione:

$$y = 3\,x^2 - 2\,x^3 \tag{3}$$

in cui $y = \frac{i_p}{I_s}$; $x = \frac{u}{u_s}$; $u = v_p + \mu\, v_g$; I_s = corrente di saturazione; u_s = tensione globale di saturazione.

Se consideriamo la tangente nel punto centrale C della caratteristica di coordinate $x = 1/2$; $y = 1/2$ (fig. 2), questa tangente

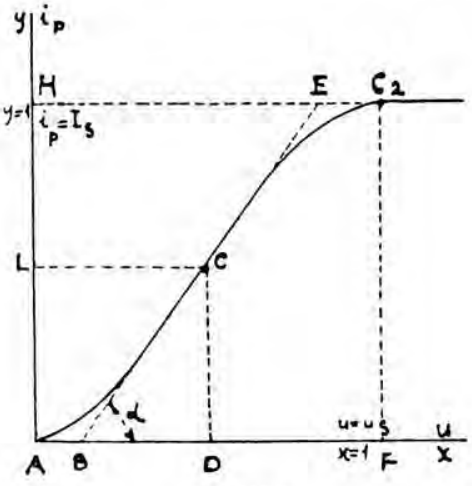


Figura 2.

può considerarsi come coincidente con la parte rettilinea della caratteristica. Vediamo di scriverne la equazione: abbiamo

$$\frac{d\,y}{d\,x} = \text{tang}\,\alpha = 6\,x - 6\,x^2$$

che per $x = \frac{1}{2}$ diventa

$$(\text{tang}\,\alpha)_c = \frac{6}{2} - \frac{6}{4} = \frac{3}{2} = \left(\frac{d\,\frac{i_p}{I_s}}{d\,\frac{u}{u_s}}\right)_c = \frac{u_s}{I_s}\left(\frac{d\,i_p}{d\,u}\right)_c =$$

$$= \frac{u_s}{I_s}\left(\frac{d\,i_p}{d\,v_p}\right)_c = \frac{u_s}{I_s} \cdot \frac{1}{\rho} \tag{4}$$

Ne segue $B\,D = \frac{C\,D}{(\text{tang}\ \alpha)_c} = \frac{1/2}{3/2} = \frac{1}{3}$ e

$$A\,B = A\,D - B\,D = \frac{1}{2} - \frac{1}{3} = \frac{1}{6}.$$

La equazione della tangente $B\,C$ è dunque

$$y = \frac{3}{2}\left(x - \frac{1}{6}\right)$$

cioè

$$\frac{i_p}{I_s} = \frac{3}{2}\left(\frac{u}{u_s} - \frac{1}{6}\right)$$

ovvero

$$i_p = \frac{3\,I_s}{2\,u_s}\left(v_p + \mu\,v_g - \frac{u_s}{6}\right)$$

Ma per la (4) $\qquad \frac{3\,I_s}{2\,u_s} = \frac{1}{\rho}$

Dunque:

$$\rho\,i_p = v_p + \mu\,v_g - \frac{u_s}{6} \qquad (5)$$

e di conseguenza, confrontando con la (2), si deduce:

$$V_r = \frac{u_s}{6}. \qquad (6)$$

Questo legame tra tensione residua e tensione globale di saturazione, naturale conseguenza della equazione approssimata (3), non è sempre di facile verifica, perchè le misure in prossimità della saturazione non sono agevoli, ed è altresì noto che nelle moderne valvole ad ossidi il punto di saturazione non è sempre netto, e spesso non esiste, a causa dei fenomeni perturbatori che si verificano, in prossimità della massima emissione, per effetto del riscaldamento degli elettrodi, che, più o meno, sono sempre ricoperti dagli stessi ossidi varii che rivestono il filamento.

Tuttavia, la relazione trovata ci permetterà di dedurre altre due relazioni più nettamente verificate in pratica, e perciò possiamo ammetterla in via provvisoria.

II. - Limiti della zona lineare delle caratteristiche.

3. - Rettificata così la equazione del triodo amplificatore, osserviamo che se il funzionamento di un tale triodo, funzionamento rappresentato dalla corrispondente caratteristica dinamica $A\,B\,C$ (fig. 3), si deve mantenere tutto nella regione lineare delle caratteristiche, è necessario che la corrente di placca i_p non si annulli, ma si riduca, al minimo, ad un valore superiore a quello i_r' corri-

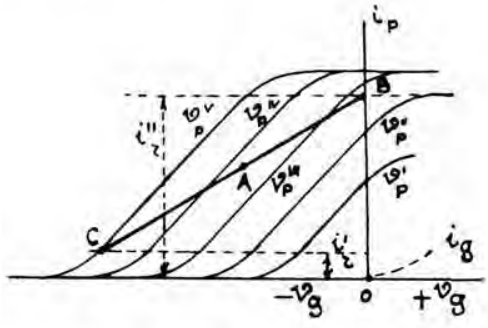


Figura 3.

spondente all'incurvarsi inferiore delle caratteristiche; ed è altresì necessario che essa non raggiunga la saturazione, anzi che non superi, al massimo, il valore i_r'', corrispondente all'incurvarsi superiore delle caratteristiche.

Per studiare il funzionamento lineare dell' amplificatore, si tratta dunque di determinare quali siano i valori minimo e massimo da consentire alla i_p e quali siano le condizioni da soddisfare perchè questi limiti non siano oltrepassati.

4. - Si deve a questo proposito osservare che l' amplificazione lineare è possibile solo per valori negativi del potenziale di griglia e che, di conseguenza, le caratteristiche statiche utilizzabili a tale scopo sono la riproduzione esatta della caratteristica globale relativa alla corrente globale emessa, pel fatto che, per le v_g negative, la corrente di placca comprende tutta la corrente emessa, essendo nulla quella di griglia.

Riferendoci dunque alla caratteristica globale ed alla sua equazione approssimata $y = 3x^2 - 2x^3$, possiamo cercare entro quali limiti di x la corrispondente y della caratteristica globale si possa considerare rappresentata in modo sufficientemente approssimato dalla y della sua tangente al centro.

A tale scopo, tenendo presente la equazione della caratteristica globale

$$y = 3x^2 - 2x^3$$

e quella della sua tangente al centro C:

$$y = \frac{3}{2}\left(x - \frac{1}{6}\right),$$

diamo successivamente ad x vari valori e calcoliamo le y corrispondenti nelle due equazioni.

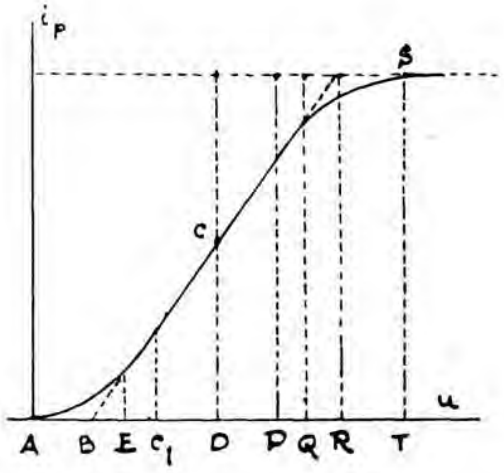


Figura 4.

Per $x = \frac{1}{3}$ (punto C_1) (fig. 4), la caratteristica globale dà $y_1 = 3\frac{1}{9} - 2\frac{1}{27} = \frac{7}{27}$; la tangente dà $y_2 = \frac{3}{2}\left(\frac{1}{3} - \frac{1}{6}\right) = \frac{1}{4} = \frac{7}{28}$.

Per tale punto C_1 la differenza $\frac{7}{27} - \frac{7}{28} = \frac{1}{108}$ è dunque ancora molto piccola.

Per $x = \frac{1}{4}$ (punto E), la globale dà

$$y_1 = 3\frac{1}{16} - 2\frac{1}{64} = \frac{5}{32}$$

e la tangente dà

$$y_2 = \frac{3}{2}\left(\frac{1}{4} - \frac{1}{6}\right) = \frac{1}{8} = \frac{4}{32}$$

A questo punto E, la differenza è già il 20 % della y della caratteristica globale: conviene quindi fermarsi e stabilire che l'ascissa $u = \frac{u_s}{4}$ e la corrispondente ordinata $i_r' = \frac{I_s}{8}$ rappresentino il limite inferiore della regione rettilinea delle caratteristiche.

Analogamente si può fissare il limite superiore: per l'ascissa $A\,P = \frac{2}{3}$, la caratteristica globale dà $y_1 = 3\frac{4}{9} - 2\frac{8}{27} = \frac{20}{27}$ e la tangente in C dà $y_2 = \frac{3}{2}\left(\frac{2}{3} - \frac{1}{6}\right) = \frac{3}{4}$.

La differenza è

$$\frac{3}{4} - \frac{20}{27} = \frac{81}{108} - \frac{80}{108}$$

cioè 1 su 81, molto piccola.

Per l'ascissa $A\,Q = \frac{3}{4}$, si ha $y_1 = 3\frac{9}{16} - 2\frac{27}{64} = \frac{27}{32}$ e $y_2 = \frac{3}{2}\left(\frac{3}{4} - \frac{1}{6}\right) = \frac{7}{8}$, e la differenza $\frac{7}{8} - \frac{27}{32} = \frac{28}{32} - \frac{27}{32}$, cioè 1 su 27, è già sensibile. Possiamo fermarci a questo valore e stabilire che la ascissa $u = \frac{3\,u_s}{4}$ e la corrispondente ordinata $i_r'' = \frac{7\,I_s}{8}$ rappresentino il limite superiore della regione rettilinea delle caratteristiche.

Possiamo infine trasformare i due limiti trovati valendoci delle relazioni (4) e (6) cioè:

$$\frac{1}{\rho} = \frac{3}{2}\,\frac{I_s}{u_s} \qquad (4\text{-a})$$

$$u_s = 6\,V_r \qquad (6\text{-a})$$

da cui $$I_s = \frac{2}{3}\,\frac{u_s}{\rho} = 4\,\frac{V_r}{\rho}$$

ed ottenere quindi:

$$i_r' = \frac{I_s}{8} = \frac{V_r}{2\,\rho}$$

$$i_r'' = \frac{7}{8}\,I_s = \frac{7\,V_r}{2\,\rho} \qquad (7)$$

Queste espressioni (7), pel modo come sono state dedotte, non possono evidentemente ritenersi rigorosamente esatte; sembra tuttavia che esse possano riuscire di un discreto interesse pratico perchè permettono, dalle costanti V_r e ρ della valvola, di dedurre subito i limiti approssimati inferiore e superiore della corrente di placca contenuti nella regione lineare delle sue caratteristiche.

Non si deve dimenticare che, in questa materia, approssimazioni maggiori potrebbero facilmente riuscire illusorie, perchè i dati relativi alle valvole sono suscettibili di notevoli variazioni non solo da una valvola all'altra, ma altresì, nella stessa valvola, per effetto sia del variare dell'accensione del filamento, sia di altre cause più o meno accidentali, nonchè del variare dell'età della valvola e delle condizioni dei funzionamenti precedenti.

In effetto, dal confronto con le caratteristiche di molti tipi di valvole, specialmente indicate come amplificatrici a b. f., alcune delle quali sono riprodotte nelle figure 5 e 6, si può ritenere che i valori rappresentati dalle equazioni (7) limitino bene la regione rettilinea delle caratteristiche, specialmente nella parte inferiore.

Nella parte superiore si verifica, in molte valvole, che il limite della regione rettilinea supera quello dato dalle equazioni (7); Il tener buono quest'ultimo limite più basso del reale non sembra però che possa dar luogo ad inconvenienti, essendo buona regola

ridurre, per quanto possibile, la corrente anodica di riposo, e mantenere quindi il funzionamento nella parte più bassa della regione rettilinea.

Naturalmente, si potranno fissare limiti esterni ai suddetti tollerando un poco più di distorsione, ma di massima i valori trovati sembrano accettabili.

III. - Applicazioni.

5. - Come applicazione delle deduzioni ora fatte, possiamo proporci di stabilire le condizioni perchè la caratteristica dinamica, corrispondente al funzionamento di un triodo amplificatore, si mantenga sulla regione rettilinea delle caratteristiche statiche.

Sarà anzitutto necessario ricordare che, quando la griglia diventa positiva, la corrente emessa viene in parte assorbita dalla griglia, e ciò, oltre ad incurvare le caratteristiche di placca, dà luogo ad una distorsione per l'abbassamento che essa provoca nella d. d. p. applicata alla griglia. Per evitare tale doppia causa di distorsione, occorre dare una polarizzazione di griglia tale, che, per la massima ampiezza della tensione applicata, la griglia non possa diventare positiva.

Si porrà a questo scopo $v_{go} = -E_g$, essendo E_g la massima ampiezza della tensione che sarà applicata alla griglia. La tensione di griglia oscillerà quindi al massimo tra 0 e $-2E_g$.

Ricordando ora quanto abbiamo visto al numero precedente aggiungeremo le due condizioni:

a) che la corrente di placca debba al minimo ridursi al valore $i_r' = i_{po} - I_p = \frac{I_s}{8} = \frac{V_r}{2\rho}$;

b) che essa debba al massimo raggiungere il valore $i_r'' = \frac{7\,V_r}{2\rho}$.

Supponiamo dapprima che il carico anodico sia puramente ohmico, e distinguiamo la parte continua da quella alternata di ciascuna corrente o tensione. Porremo

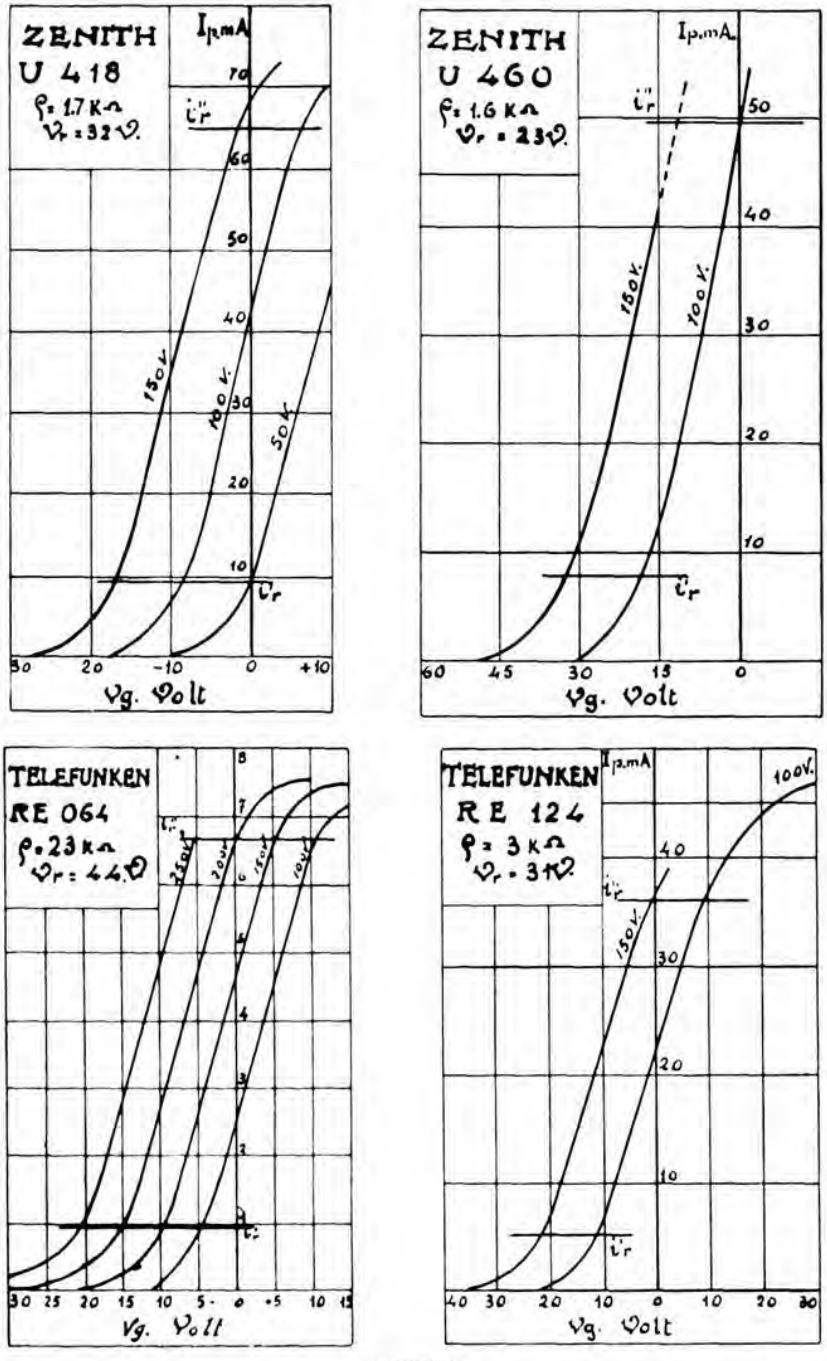

ZENITH
U 418
ρ = 1.7 KΩ
Vr = 32 V.
Ip.mA
ir
150 V.
100 V.
50 V.
Vg. Volt
ZENITH
U 460
ρ = 1.6 KΩ
Vr = 23 V.
Ip.mA.
ir
150 V.
100 V.
Vg. Volt
TELEFUNKEN
RE 064
ρ = 23 KΩ
Vr = 44 V.
ir
Vg. Volt
TELEFUNKEN
RE 124
ρ = 3 KΩ
Vr = 31 V.
Ip.mA
100 V.
150 V.
ir
Vg. Volt

Figura 5.

$$i_p = i_{po} + I_p \text{ sen } (\omega t + \theta_1)$$
$$v_p = v_{po} + E_p \text{ sen } (\omega t + \theta_2)$$
$$v_g = v_{go} + E_g \text{ sen } \omega t$$

Indicando con E_{po} ed E_{go} le tensioni delle batterie anodica e di griglia, e trascurando la corrente di griglia, la legge di Kirckhoff dà, in notazioni simboliche,

$$E_{po} = R\, i_p + v_p = R\,(i_{po} + \overline{I_p}) + (v_{po} + \overline{E_p})$$

e
$$v_g = v_{go} + \overline{E_g} = E_{go} + \overline{E_g}$$

Poichè la uguaglianza deve sussistere anche quando manca la parte variabile, si deduce:

$$\overline{E_p} = -R\,\overline{I_p}$$
$$v_{po} \quad E_{po} - R\, i_{po}$$
$$v_{go} \quad E_{go}$$

La equazione (2) diventa quindi

$$\rho\,(\overline{I_p} + i_{po}) = E_{po} - R\,(i_{po} + \overline{I_p}) + \mu\,(E_{go} + \overline{E_g}) - V_r$$

dalla quale, uguagliando le parti costanti tra loro, si deduce

$$i_{po} \quad \frac{E_{po} + \mu\, E_{go} - V_r}{R + \rho} \qquad v_{po} \quad \frac{\rho\, E_{po} - \mu\, R\, E_{go} + R\, V_r}{R + \rho} \tag{8}$$

$$\overline{I_p} \quad \frac{\mu\, \overline{E_g}}{R + \rho} \qquad \overline{E_p} \quad -\frac{\mu\, R\, \overline{E_g}}{R + \rho}$$

Se il carico anzichè puramente ohmico fosse complesso, cioè valesse $Z_A = R_A + j\, X_A$, e se R_A' fosse la resistenza anodica per corrente continua, compresa naturalmente nella R_A, sarebbe:

$$i_{po} = \frac{E_{po} + \mu\, E_{go} - V_r}{\rho + R_A'} \qquad v_{po} = \frac{\rho\, E_{po} - \mu\, R_A'\, E_{go} + R_A'\, V_r}{\rho + R_A'} \tag{9}$$

$$I_p \quad \frac{\mu\, \overline{E_g}}{\rho + R_A + j\, X_A} \qquad \overline{E_p} \quad \frac{-\mu\, Z_A\, \overline{E_g}}{\rho + R_A + j\, X_A}$$

Per semplificare la trattazione, torniamo per ora al carico puramente ohmico, cioè facciamo $Z_A = R$ e scriviamo le condizioni di non distorsione.

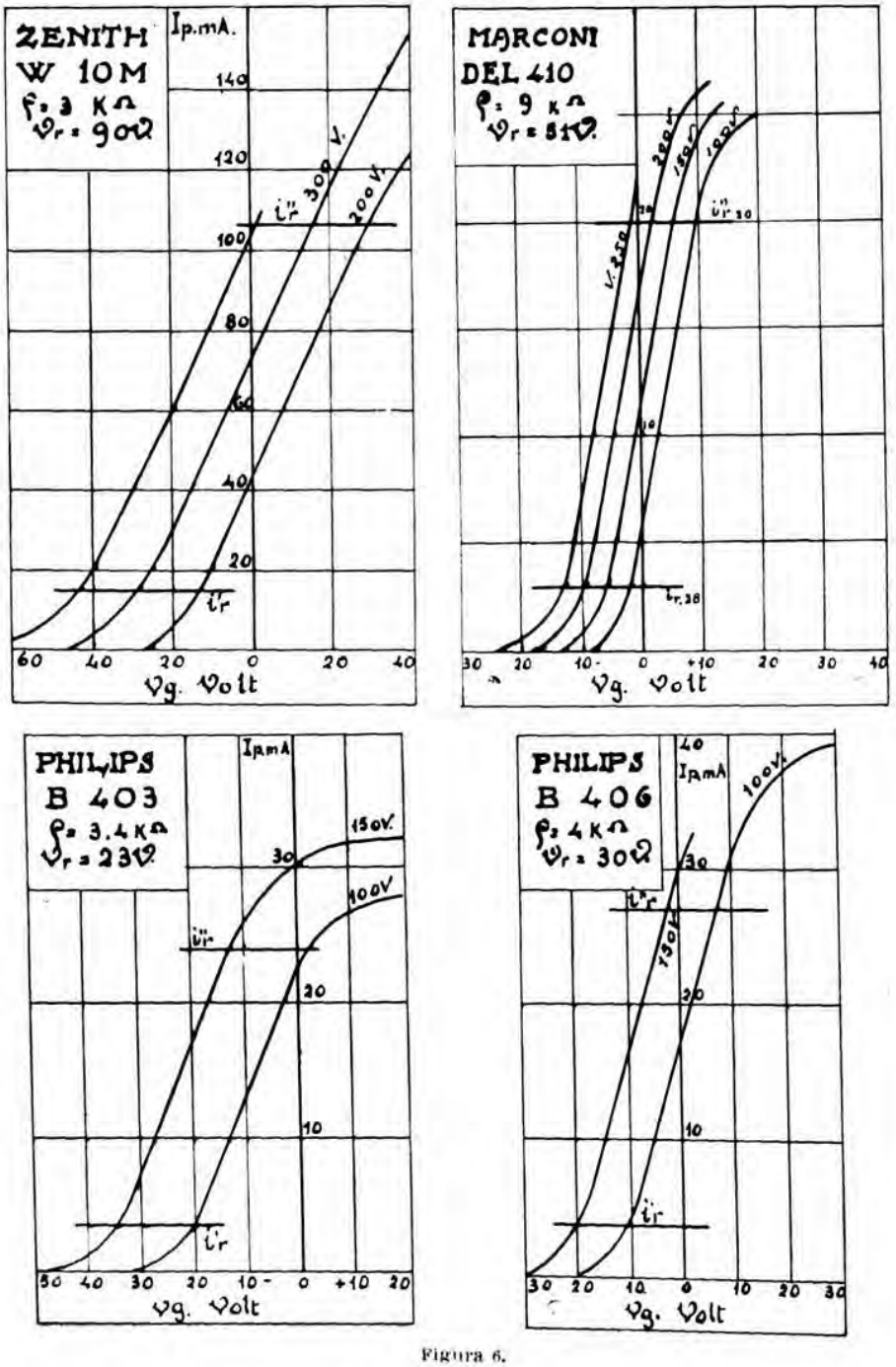

ZENITH
W 10M
ρ = 3 KΩ
ϑr = 90Ω
Ip.mA.
140
120
100
80
60
40
20
ir
300 V.
200 V.
60 40 20 0 20 40
ϑg. Volt
MARCONI
DEL 410
ρ = 9 KΩ
ϑr = 81Ω
250 V.
200 V.
150 V.
ir 30
ir 20
30 20 10 0 +10 20 30 40
ϑg. Volt
PHILIPS
B 403
ρ = 3,4 KΩ
ϑr = 23Ω
IpmA
150V.
100V.
30
20
10
ir
50 40 30 20 10 0 +10 20
ϑg. Volt
PHILIPS
B 406
ρ = 4 KΩ
ϑr = 30Ω
40
IpmA
100V.
30
20
10
ir
30 20 10 0 10 20 30
ϑg. Volt

Figura 6.

Indicando con E_g, I_p, E_p le ampiezze (in valore assoluto) delle relative grandezze, tali condizioni sono:

$$\left.\begin{aligned} & E_{go} \leq -E_g \\ & \min i_p = i_{po} - I_p = i_r' = \frac{V_r}{2\rho} \\ & \max i_p = i_{po} + I_p = i_r'' = \frac{7\,V_r}{2\rho} \end{aligned}\right\} \qquad (10)$$

che, utilizzando le (8), e sostituendo E_{go} con $-E_g$ diventano:

$$i_r' = \frac{E_{po} - \mu E_g - V_r}{R+\rho} - \frac{\mu E_g}{R+\rho} = \frac{E_{po} - 2\mu E_g - V_r}{R+\rho} \geq \frac{V_r}{2\rho} \qquad (11)$$

$$i_r'' = \frac{E_{po} - \mu E_g - V_r}{R+\rho} + \frac{\mu E_g}{R+\rho} = \frac{E_{po} - V_r}{R+\rho} \leq \frac{7\,V_r}{2\rho} \qquad (12)$$

D'altra parte, indipendentemente dalle condizioni di non distorsione, la tensione massima di placca non deve superare un certo valore, che indicheremo con V_p max, fissato dal costruttore della valvola, oltre il quale la valvola sarebbe danneggiata. (1) Ciò porta alla condizione

$$\max v_p = v_{po} + E_p = \frac{\rho E_{po} + \mu R E_g + V_r R}{R+\rho} + \frac{R E_g}{R+\rho} =$$

$$= \frac{\rho E_{po} + 2\mu R E_g + V_r R}{R+\rho} \leq V_p \text{ max.} \qquad (13)$$

Infine, la tensione minima della placca compresa nella regione rettilinea delle caratteristiche è quella che corrisponde alla minima corrente di placca ($i_p = i_r'$) con la massima tensione di griglia ($v_g = 0$) contemplate nella stessa regione. Essa è quindi data dalla (2), in cui si faccia $i_p = \frac{V_r}{2\rho}$ e $v_g = 0$.

(1) Non è sempre chiaro se il $V_{p\,max}$ dato dai costruttori si riferisca al valore istantaneo della v_p, alla tensione di riposo v_{po}, od alla tensione della batteria E_{po}. Qui si ammette la prima versione.

Si deduce: $\rho \frac{V_r}{2\rho} = \min v_p - V_r$, cioè $\min v_p = \frac{3}{2} V_r$

ovvero

$$v_{po} - E_p = -\frac{\rho E_{po} + V_r R}{R + \rho} \geq \frac{3}{2} V_r \qquad (14)$$

Con la scorta delle relazioni (10), (11), (12), (13), (14), si possono studiare tutte le possibili applicazioni ai casi concreti. Ne esamineremo qualcuno tra i più importanti.

6. - **1° Caso.** - Massima corrente amplificata.

Dalle considerazioni fatte risulta che la massima escursione lineare della corrente di placca è limitata tra i valori $\frac{V_r}{2\rho}$ e $\frac{7 V_r}{2\rho}$, ed è quindi $\frac{6 V_r}{2\rho} = \frac{3 V_r}{\rho}$; l'ampiezza massima della corrente lineare di placca sarà perciò

$$\max I_p = \frac{3}{2} \frac{V_r}{\rho}.$$

Tale massima corrente si può però solo ottenere soddisfacendo alle equazioni che si ottengono dalle relazioni (11) e (12) con l'eliminazione del segno di disuguaglianza.

Si ottengono cosi i valori di E_{po} e R da applicare, che risultano:

$$\begin{aligned} E_{po} &= \frac{7}{3} \mu E_g + V_r \\ \frac{R}{\rho} &= \frac{2}{3} \frac{\mu E_g}{V_r} - 1 \end{aligned} \qquad (15)$$

L'applicabilità di tale risultato è limitata dalla relazione (13), mentre la (14) è ovviamente soddisfatta. Posti nella (13) i valori ricavati dalle (15), si ottiene la condizione:

$$E_g \leq \frac{2 V_{p\,\max} - 3 V_r}{4 \mu}$$

che dà la massima tensione di griglia applicabile alla valvola con la quale è possibile ottenere (applicando le (15)) la massima corrente amplificata $I_p = \frac{3}{2} \frac{V_r}{\rho}$. Dal canto suo, la seconda delle

(15) fornisce un limite inferiore della E_g richiesto dalla necessità che la R da applicare risulti positiva: esso è

$$E_g \geq \frac{3}{2} \frac{V_r}{\mu}$$

La massima corrente di placca senza distorsione $I_p = \frac{3\ V_r}{2\ \rho}$ si può dunque ottenere solo applicando le (15) ed alla condizione che la E_g sia compresa tra i seguenti limiti:

$$\frac{2\ V_{p\ max} - 3\ V_r}{4\ \mu} \geq E_g \geq \frac{3}{2} \frac{V_r}{\mu}; \qquad (16)$$

ma, affinchè i due limiti della (16) diano un intervallo reale per la E_g, deve esistere, tra le costanti della valvola, la relazione:

$$\frac{2\ V_{p\ max} - 3\ V_r}{4\ \mu} > \frac{3}{2} \frac{V_r}{\mu}$$

cioè

$$V_{p\ max} > 4{,}5\ V_r . \qquad (17)$$

Se ciò non si verifica, non è possibile ottenere la massima corrente alternata $\frac{3}{2} \frac{V_r}{\rho}$. Se invece la (17) è verificata, si tratterà di adattare il circuito d'ingresso in modo che la massima tensione applicata alla griglia risulti compresa nei limiti indicati dalla (16), e quindi di dare a R e a E_g (tensione della batteria) i valori dati dalle (15).

Con ciò si sarà ottenuto che per tutti i valori della tensione alternata di griglia compresi tra 0 ed E_g il funzionamento sarà compreso nella regione lineare, e che pel massimo valore della tensione alternata di griglia si avrà il massimo possibile valore della corrente alternata di placca.

Esempio: Valvola Philips B 406: $\mu = 5{,}5$; $\rho = 4000$ ohm; $V_r = 30$ volt; $V_{p\ max} = 150$ volt. Si deduce: max $I_p = \frac{3\ V_r}{2\ \rho} = 11{,}25$ mA. Essendo soddisfatta la (17), i limiti per la E_g risultano dalla (16) e sono

$$9{,}55 \text{ volt} \geq E_g \geq 8{,}25 \text{ volt}$$

Se si calcolano i circuiti di entrata in modo che la max E_g sia ad es. 8,5 volt, si dedurranno dalle (15) i valori:

$$E_{go} = \frac{7}{3} 8{,}5 \cdot 5{,}5 + 30 = 139 \text{ volt}$$

$$R = 4000 \left(\frac{2}{3} \cdot \frac{5{,}5 \cdot 8{,}5}{30} - 1 \right) = 160 \text{ ohm.}$$

Naturalmente si dovrà fare E_{go} (batteria di griglia) $= - E_g - 8{,}5$ volt.

Con questi dati, al variare della E_g tra 0 e 8,5 volt la corrente alternata di placca I_p varierà linearmente da 0 a 11,25 mA, massimo valore per questa valvola.

Le valvole del tipo A Philips, avendo tutte valori elevati delle V_r, tali da non soddisfare alla (17), non si prestano per utilizzare tutta la escursione rettilinea della corrente di placca, perchè questa non potrebbe essere ottenuta se non oltrepassando il limite di tensione massima ammissibile.

7. - **2° Caso.** - Massima tensione amplificata.

Questo caso è meno semplice del precedente, in quanto i limiti entro i quali può variare la tensione di placca sono meno chiaramente stabiliti; si può però osservare che, quanto maggiore è la tensione alternata E_p, tanto più alta sarà la tensione massima che riuscirà applicata alla placca.

Per ottenere la max E_p, la tensione massima di placca deve quindi raggiungere, sotto l'eccitazione della massima E_g, la massima tensione ammissibile nella valvola, $V_{p\,max}$; si dovrà quindi soddisfare alla (13) senza il segno di disuguaglianza. Inoltre, per evitare una eccessiva corrente di riposo sarà necessario fissare che la corrente di placca raggiunga, sotto l'eccitazione della massima E_g, il minimo valore i_r' consentito dalle condizioni di non distorsione, il che richiede che sia soddisfatta la (11) senza il segno di disuguaglianza. Le due equazioni che si ottengono dànno modo di ricavare il valore massimo di E_g compatibile con tali condizioni; esso risulta:

$$E_g \leq \frac{2 V_{p\,max} - 3 V_r}{4 \mu} \qquad (18)$$

cioè uguale al limite superiore dato dalla (16). La E_{po} da applicare risulta di conseguenza (1)

$$E_{po} = V_{p\,max} + \frac{R}{2\rho} V_r \qquad (19)$$

cioè cresce al crescere della R. Naturalmente $E_p = \frac{\mu R E_g}{R + \rho}$ cresce pure al crescere della R raggiungendo al limite, per $R = \infty$, il valore

$$\max E_p = \mu E_g = \frac{2 V_{p\,max} - 3 V_r}{4} \qquad (20)$$

Se si pongono i valori di E_g ed E_{po}, ricavati dalla (18) e dalla (19), nella (12) e nelle (14), si ricavano altre due condizioni che sono

$$\frac{R}{\rho} \geq \frac{2 V_{p\,max} - 9 V_r}{6 V_r} \qquad (21)$$

$$V_{p\,max} > \frac{3}{2} V_r \qquad (22)$$

Evidentemente nelle valvole in cui $V_r > \frac{V_{p\,max}}{4{,}5}$ il 2° membro della (21) risulta negativo, il che significa che qualunque valore positivo della R soddisfa alla (12), cioè $\max i_p < \frac{7 V_r}{2 \rho}$.

Concludendo, la massima tensione alternata di placca senza distorsione ottenibile al limite (per R molto grande) è data dalla (20), alla condizione che la valvola soddisfi alla (22). Per ottenere la E_p max, oltre ad una R molto grande, e in ogni caso maggiore del limite (21), è necessario applicare la E_{po} data dalla (19) e la E_g data dalla (18).

(1) Il fatto che la E_{po} da applicare risulti maggiore della $V_{p\,max}$ non deve preoccupare, perchè sulla placca tale tensione viene ridotta della caduta attraverso la R anodica. In tali casi è però bene evitare di inserire la tensione anodica prima di accendere la valvola, perchè a valvola spenta tutta la E_{po} risulterebbe applicata tra placca e filamento.

Esempio. — Valvola Philips A 425: $\rho = 21.000$ ohm; $V_r = 75$ volt; $\mu = 25$; $V_{p\,max} = 200$ volt. Si deduce: max $E_p = \frac{2\,V_{p\,max} - 3\,V_r}{4} = 44$ volt. Per raggiungere tale valore, si devono applicare le (20) e (18), cioè $E_g = \frac{\max E_p}{\mu} = 1{,}75$ volt. La condizione (21) dà $\frac{R}{\rho} > \frac{2\,V_{p\,max} - 9\,V_r}{6\,V_r} = -0{,}61$ volt, cioè qualunque valore di R soddisfa alla (12). Per $R = 63.000$ ohm, cioè $\frac{R}{\rho} = 3$, si deve fare $E_{po} = V_{p\,max} + \frac{R}{2\,\rho}\,V_r = 312{,}5$ volt. Si ottiene $E_p = \frac{\mu\,R\,E_g}{R + \rho} = 33$ volt.

8. - **3° Caso.** - Massima potenza amplificata.

Le considerazioni fatte al principio del caso precedente valgono anche per questo caso, cosicchè i valori limiti di E_g, E_{po}, R sono gli stessi. Per avere la massima potenza si dovrà però fare, come è noto, $R = \rho$, il che implica che la (21) sia soddisfatta per $\frac{R}{\rho} = 1$. Occorre quindi usare valvole nelle quali sia

$$1 > \frac{2\,V_{p\,max} - 9\,V_r}{6\,V_r}$$

Tenendo poi conto della (22) si deve cioè verificare

$$\frac{2}{15}\,V_{p\,max} < V_r < \frac{2}{3}\,V_{p\,max} \qquad (23)$$

Le valvole ordinarie soddisfano di massima a queste condizioni.

La massima potenza utilizzabile senza distorsione è, per $R = \rho$ e tenendo presente la (18),

$$\max W_p = \frac{E_p\,I_p}{2} = \frac{\mu^2\,E_g^2}{8\,\rho} = \frac{(2\,V_{p\,max} - 3\,V_r)^2}{128\,\rho}$$

e si ottiene ponendo

$$\left.\begin{aligned} E_{go} &= +E_g = \frac{2\,V_{p\,max} - 3\,V_r}{4\,\mu} \\ E_{po} &= V_{p\,max} + \frac{V_r}{2} \\ R &= \rho \end{aligned}\right\} \qquad (24)$$

Esempio. — Valvola B 403 Philips: $\rho = 3400$; $\mu = 3{,}5$; $V_r = 23$; V_p max $= 150$. La valvola soddisfa alle condizioni (23). La massima E_g applicabile per avere la potenza massima nella regione lineare è: $E_g = \frac{2\,V_{p\,max} - 3\,V_r}{4\,\mu} = 1{,}65$. Batteria di griglia: — 1,65. Batteria di placca: $E_{po} = V_{p\,max} + \frac{V_r}{2} = 161{,}5$. Posto $R = \rho$, si ottiene $i_{po} = 17{,}8$ mA; $v_{po} = 121$ volt; $I_p = 8{,}5$ mA; $E_p = 29$; $W_p = \frac{(2\,V_{p\,max} - 3\,V_r)^2}{128\,\rho} = 0{,}122$ watt. Potenza assorbita dalla valvola: $v_{po}\,i_{po} = 2{,}154$ watt.

9. - Se, invece di calcolare volta per volta la E_{po}, questa viene prefissata in base ad altre considerazioni, allora le condizioni (11), (12), (13), (14) permettono di dedurre le condizioni di massimo per E_p, I_p, W_p, compatibili con la tensione prefissata e con le condizioni di non distorsione.

Ad esempio, fissata la tensione della batteria E_{po}, si possono calcolare la R e la E_g, che rendono massima la E_p e che soddisfano alla condizione (11): min. $i_p = i_r' = \frac{V_r}{2\,\rho}$, la quale implica il funzionamento nella regione più bassa delle caratteristiche.

A tale scopo, dalla (11) si ricava la E_g in funzione della E_{po} e della R, e si sostituisce nelle espressioni della I_p, E_p, W_p. Si ottengono così delle funzioni di R suscettibili di massimo e precisamente:

$$E_p = \frac{2\,\rho\,R\,E_{po} - V_r\,R\,(R + 3\,\rho)}{4\,\rho\,(R + \rho)} \qquad (25)$$

che è massima per

$$\begin{cases} \dfrac{R}{\rho} = \sqrt{2\left(\dfrac{E_{po}}{V_r} - 1\right)} - 1 \\ E_g = \dfrac{1}{2\mu}\sqrt{E_{po} - V_r}\left(\sqrt{E_{po} - V_r} - \sqrt{\dfrac{V_r}{2}}\right) \end{cases} \tag{26}$$

Questa espressione soddisfa alla (13) purchè sia all'incirca $E_{po} \ll V_{p\,max}$, e soddisfa alla (12) alla condizione che sia $E_{po} < 25{,}5\ V_r$.

$$I_p = \frac{2\rho E_{po} - V_r(R + 3\rho)}{4\rho(R + \rho)}$$

che è massima per $\begin{cases} R = 0 \\ E_g = \dfrac{1}{2\mu}\left(E_{po} - \dfrac{3}{2} V_r\right) \end{cases}$ (27)

e che soddisfa alla (13), se $E_{po} \ll V_{p\,max}$,

ed alla (12), se $E_{po} < \dfrac{9}{2} V_r$.

$$W_p = \frac{E_p I_p}{2} = \frac{\mu^2 E_g^2 R}{2(R + \rho)} = \frac{R(2\rho E_{po} - V_r(R + 3\rho))^2}{8\rho(R + \rho)^2}$$

che è massime per

$$E_g = \frac{1}{4\mu}\sqrt{E_{po} - V_r}\left(3\sqrt{E_{po} - V_r} - \sqrt{E_{po} + 3\ V_r}\right) \tag{28}$$

$$\frac{R}{\rho} = -\frac{E_{po}}{V_r} + \sqrt{\left(\frac{E_{po}}{V_r}\right)^2 + 2\frac{E_{po}}{V_r} - 3}$$

Questa ultima espressione, per $E_{po} \gg \dfrac{3}{2} V_r$, si riduce a

$$\frac{R}{\rho} = 1 - \frac{3}{2}\frac{V_r}{E_{po}} \tag{29}$$

Essa soddisfa alla (13), se all'incirca $E_{po} < V_{p\,max} + \dfrac{V_r}{2}$,

e soddisfa alla (12), se $7{,}25\ V_r > E_{po} > \dfrac{3}{4} V_r$.

10. - Le considerazioni esposte potrebbero estendersi ad altri casi pratici senza difficoltà. Così potrebbesi considerare anche il caso, in cui il carico sia complesso anzichè ohmico. In tale caso, la parte reattiva è in genere piccola di fronte a quella in fase; però è da tener presente che la parte in fase R_A (1) può essere molto maggiore della resistenza anodica R_A' per corrente continua; così nel caso del trasformatore anodico la parte in fase R_A è da calcolare con la $R_A = R_A' + \frac{R_g}{a^2}$, essendo a il rapporto di trasformazione ed R_g la resistenza nel secondario, mentre R_A' è la sola resistenza ohmica del primario. Nel caso del circuito anodico sintonizzato, la R_A è data, alla risonanza, da $\frac{L}{CR}$ (le costanti riferendosi al circuito sintonizzato), mentre la R_A' comprende una parte della sola R, e può perciò essere enormemente più piccola della R_A.

Nel caso di forte discordanza tra i valori di i_r' e i_r'' ricavati dalla (7) e quelli risultanti dalle reali caratteristiche della valvola, lo studio può farsi ugualmente ponendo, nelle (11) e (12), i_r' e i_r'' al posto di $\frac{V_r}{2\rho}$ e $\frac{7\,V_r}{2\rho}$, oppure sostituendo queste espressioni con le altre $\frac{V_r}{2\alpha\rho}$ e $\frac{7\,V_r}{2\alpha\rho}$, in cui α sia un numero poco diverso dall'unità. I risultati possono così rendersi più perfettamente aderenti alla realtà.

Per semplicità, non si sono considerate nella presente trattazione le altre cause di distorsione dovute al vuoto imperfetto, alla capacità di ingresso della griglia, ecc.

11. - Si può osservare che il funzionamento studiato, limitato cioè alla sola parte lineare delle caratteristiche, è poco economico, in quanto implica una notevole corrente di riposo: esso è perciò consigliabile solo quando si esiga nella placca la più fedele riproduzione delle f. e. m. applicate alla griglia, cioè la esatta propor-

(1) Vedi paragrafo 5.

zionalità tra le corrispondenti grandezze. Tale può essere il caso degli amplificatori telefonici di grande purezza e quello degli amplificatori impiegati nelle misure.

12. - Le considerazioni fatte ed i risultati ottenuti permettono di affermare che le valvole ora in uso presentano delle tensioni residue V_r spesso troppo grandi, che sarebbe vantaggioso ridurre.

È chiaro infatti che un minore V_r indica una caratteristica più rettilinea ed un annullamento più rapido e più netto in prossimità della interdizione, quindi una più ampia utilizzazione della valvola come amplificatrice, ed una maggiore efficienza come rettificatrice anodica. La diminuzione della tensione residua, ove sia possibile, sembra dunque indubbiamente vantaggiosa: non sembra facile però indicare su quali caratteristiche fisiche occorra agire per ottenere una tale riduzione.

Si può dire in proposito che per molte valvole il potenziale residuo è all'ingrosso proporzionale al fattore di amplificazione, essendo circa di $4 \div 5$ volt per unità di amplificazione; e che l'incurvarsi delle caratteristiche presso l'interdizione è dovuto alla presenza della carica spaziale, cioè alla densità elettronica che circonda il filamento, e dipende dalle costanti geometriche degli elettrodi: sembra quindi che su queste debba portarsi l'attenzione del costruttore.

La tabella a pag. 159 e le caratteristiche delle valvole (figg. 5 e 6), sono state rilevate dal capitano Galotti ing. Francesco della Officina r.t. ed e. del genio militare.

LUIGI SACCO
COLONNELLO DEL GENIO

Esperienze sulle condizioni che corrispondono al funzionamento ottimo nella ricezione eterodina (1)

SOMMARIO. — *L'A. ha eseguita una minuziosa ed accurata serie di misure sulla regolazione della eterodina locale nella ricezione dei segnali radiotelegrafici. L'esito di tali misure dimostra, in buon accordo con le previsioni teoriche dell'Appleton, che esiste un valore ottimo per la tensione dell'eterodina, al quale, specie per segnali deboli, corrisponde una forte amplificazione, che risulta anche abbastanza lineare. Il metodo consente, inoltre, di eguagliare il comportamento di valvole un po' diverse e rende meno critica la regolazione del potenziale base di griglia della rivelatrice.*

È ben nota la esistenza di un valore ottimo per la tensione dell'eterodina locale nella ricezione r. t. ad onde persistenti. Il fenomeno fu descritto dall'Armstrong (2) fin dal 1917, ma la trattazione teorica è stata data in maniera completa più tardi dal Prof. E. V. Appleton e Miss Mary Taylor (3) nell'articolo: « Sulla condizione di ottimo nella ricezione eterodina ». Nel presente lavoro si espongono numerosi dati sperimentali, particolarmente in relazione alla rivelazione anodica, che risultano in buon accordo con la teoria data da Appleton e Taylor.

Questi Autori hanno dimostrato che, se si applica una tensione alternativa ad un triodo rivelatore per caratteristica di placca, la relazione fra la corrente media (continua) del circuito anodico e la tensione alternativa di eccitazione (tensione di griglia) ha l'anda-

(1) Articolo pubblicato nella rivista *Experimental Wireless*, sett. 1930, n. 84.
(2) *Proc. I. R. E.*, New York, 1917, Vol. 5, pag. 145.
(3) *Proc. I. R. E.*, New York, 1924, Vol. 12, pag. 277.

mento generale indicato nella figura 1, dalla quale si vede che vi è una regione, intorno al punto Z, in cui la curva è rettilinea e possiede la pendenza massima: questo è il punto migliore per il funzionamento in eterodina, quindi, per avere i risultati migliori, occorre adottare la tensione OX. Ad un segnale molto debole in arrivo corrisponde, in tal modo, nel circuito anodico del rivelatore, un segnale amplificato con legge lineare, e si vede che per segnali deboli si ottiene un'amplificazione considerevolmente maggiore di

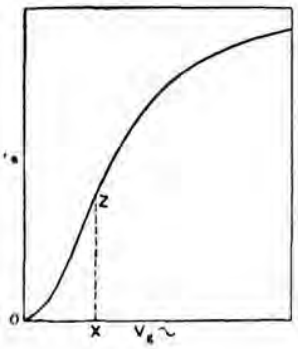


Figura 1.

quella che si può avere mediante un'eterodina avente una tensione eguale a quella del segnale (1). Appleton e Taylor hanno, per es., calcolato che, nella condizione di ottimo, corrispondente a $V_g = OX$ (fig. 1), si ottiene una amplificazione 2.100 volte maggiore di quella che si può avere con una eterodina regolata con la stessa tensione del segnale in arrivo.

Il fatto che l'amplificazione è esattamente proporzionale può essere di somma importanza, sia in molti metodi di misura, sia in varie applicazioni pratiche correnti, in cui la ricezione eterodina è impiegata come un metodo a cambiamento di frequenza.

Le misure descritte nella presente memoria furono la prima volta adoperate con profitto nello studio degli apparecchi destinati alle investigazioni sui disturbi atmosferici, svolte sotto gli auspici

(1) La $V_g = OX$ della figura 1 è assai maggiore di quella corrispondente al segnale.

del « Radio Research Board ». Si presentò, in quella circostanza, la necessità di scegliere un certo numero di triodi rivelatori da collocare in un una serie di apparecchi riceventi a registrazione, e la scelta doveva farsi in modo da avere una perfetta somiglianza di comportamento, e cioè in modo che fossero simili tutte le curve del tipo della figura 1, relative ai diversi apparati.

Da una serie di triodi, a filamento di tungsteno toriato, ne furono estratti a caso due dozzine, e per ognuno fu registrata la parte inferiore della caratteristica statica tensione griglia - corrente anodo. Le prove furono fatte con lo stesso circuito che doveva servire per le esperienze sui disturbi. Quest'ultimo era caratterizzato da una resistenza di alimentazione di 50.000 ohm nel circuito anodico, il quale era a sua volta accoppiato capacitivamente ad un circuito filtro a basso decremento, accordato sulla frequenza di 1000 periodi per secondo.

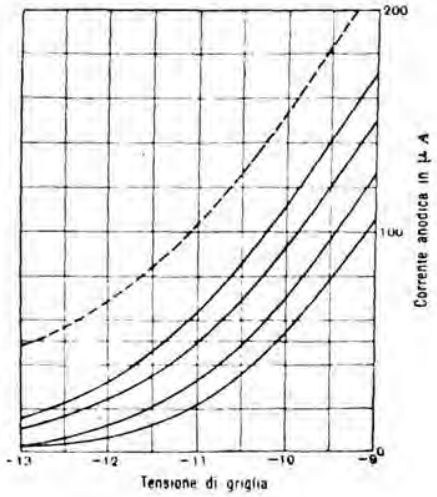


Figura 2.

Fu notata una considerevole diversità nei particolari delle caratteristiche a c. c.; tuttavia fu possibile scegliere quindici triodi che avevano caratteristiche abbastanza curve da potersi considerare buoni rivelatori. Le più tipiche tra queste curve sono riportate a tratto pieno nella figura 2; tutte le caratteristiche delle quindici valvole sono comprese fra quelle segnate.

La relazione fra la tensione alternativa applicata e la corrente continua media del circuito anodico fu registrata per ciascuno dei triodi scelti, regolando il potenziale base di griglia in modo che il punto di funzionamento capitasse nella parte della caratteristica statica, in cui si aveva la massima attitudine rivelatrice. Si faceva oscillare il triodo a 1000 cicli, collegato con una resistenza opportuna, parte della quale era potenziometricamente collegata col circuito di entrata; la tensione di uscita era misurata mediante un voltmetro campione Kelvin del Laboratorio.

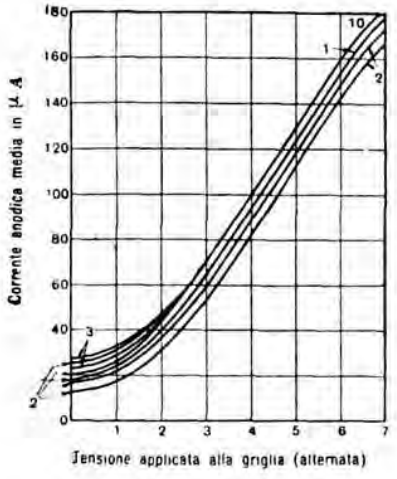


Figura 3.

I risultati ottenuti con le quindici valvole così sperimentate sono indicati nella figura 3 (1). Il numero segnato in corrispondenza di ciascuna curva indica il numero dei triodi che, applicando alla griglia una opportuna tensione di controllo, furono regolati in modo da avere la stessa corrente costante anodica in assenza della tensione alternativa. È cosa degna di nota che dieci dei quindici triodi dettero curve che, partendo da valori diversi della corrente all'estremo inferiore, si fondono poi in una curva unica. Le altre

(1) Nelle figure 3 e 5 i numeri segnati accanto alle varie curve indicano quanti triodi hanno dato curve equali.

cinque curve ottenute si discostano, nel mezzo della parte rettilinea, di pochi microampere, mentre la pendenza è praticamente identica a quella data dagli altri dieci.

Queste curve mettono in luce che l'uso della tensione «optima» può aiutare ad eguagliare il comportamento di valvole che sono dello stesso tipo, ma differiscono per qualche particolarità della curva caratteristica, specialmente se tale particolarità si presenta nel tratto curvo inferiore. A tale proposito furono eseguite delle misure, il cui risultato si vede nella figura 4.

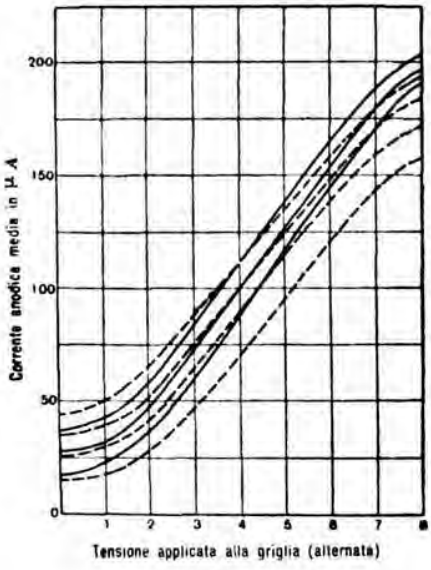


Figura 4.

Ritornando alla figura 2, la linea tratteggiata rappresenta la caratteristica di una valvola che diede una curvatura troppo piccola e quindi fu esclusa dalla serie scelta delle quindici, dalle quali si ricavò la figura 3. Si noti la diversità tra questa valvola e la migliore di quelle scelte.

Nella figura 4 le tre curve a tratto pieno sono ricavate dal triodo migliore, assoggettandolo alla stessa serie di valori della tensione alternativa, cominciando però ogni volta da un diverso valore iniziale della corrente anodica, come è indicato in figura.

È degno di nota che le pendenze delle tre curve sono sensibilmente identiche, in corrispondenza della parte rettilinea centrale, dal che si deduce che la regolazione della corrente continua base, necessaria per ottenere una buona rivelazione, non riesce molto critica, se l'eterodina è regolata sulla tensione « optima ». Le curve similari, per un triodo di qualità inferiore, sono indicate a trattini nella stessa figura 4; si vede che le tre curve superiori manifestano press'a poco la stessa relativa adattabilità rispetto alla corrente continua base. Così pure è notevole che le tre curve superiori di questo gruppo hanno pendenze paragonabili a quelle delle linee piene, assai più di quel che avrebbe potuto sembrare in seguito alla considerazione delle caratteristiche statiche della figura 2.

Alcune delle valvole a filamento di tungsteno toriato, scelte come sopra, furono usate con l'apparecchio completo, ma in seguito si dovettero cambiare con valvole a filamento rivestito di ossidi. Prima del cambiamento, le nuove valvole furono esaminate nel loro comportamento come rivelatrici con la tensione della eterodina al valore ottimo, sperimentandone una dozzina nel modo

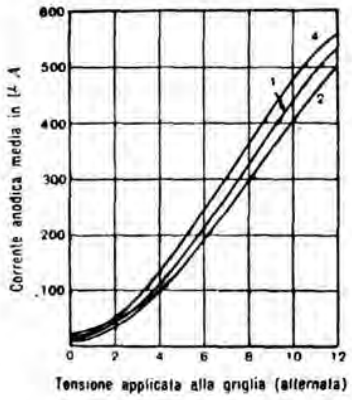


Figura 5.

suddetto. Le caratteristiche statiche, prese con la valvola montata nel proprio circuito di utilizzazione, cadono tutte fra i limiti di quelle della figura 2 e sono ad esse somiglianti nella forma genenale. Nella figura 5 sono registrate curve più tipiche, date da sette

di questi triodi, ed è notevole che anche queste curve sono tra di loro più simiglianti di quel che le caratteristiche statiche avevano a prima vista fatto prevedere.

L'apparecchio completo, nel quale queste rivelatrici dovevano essere adoperate, doveva soddisfare alla condizione di mantenere un comportamento quantitativo costante, ed era cosa essenziale che si avesse piena stabilità nelle condizioni pratiche di uso. Per controllare quest'ultima condizione fu inserito un amperometro a corrente continua nel circuito anodico della valvola.

Staccata in un primo tempo l'eterodina, fu regolata la tensione media della griglia nel gomito della curva caratteristica, tenendo a tale scopo presenti le caratteristiche già tracciate.

Inserita poi l'eterodina, ne fu regolata la tensione in modo da avere nel circuito anodico la corrente media corrispondente alla tensione « optima ».

La convenienza di procedere ad un complesso di operazioni laboriose come quelle descritte, dipende dal fatto che la destinazione degli apparecchi, con i quali dovevano farsi sistematiche ricerche quantitative, giustifica pienamente uno studio preliminare delle valvole. Le misure sopra descritte furono eseguite parecchio tempo fa, e gli apparecchi sono stati poi tenuti in uso per un lungo periodo.

In seguito si presentò, non per deficienza degli apparecchi, la necessità di ricostruirli, e si vide così, nel corso degli studi sperimentali fatti per progettare i nuovi schemi, l'opportunità di fare altre misure allo stesso riguardo. Particolarmente si ebbe in vista la verifica sperimentale di quanto segue:

1) l'esistenza di un valore ottimo della tensione dell'eterodina, contrassegnata dal valore massimo tra quelli che l'energia ad audiofrequenza assume, quando si varia la tensione dell'eterodina, mantenendo costante quella del segnale;

2) la proporzionalità esatta dell'amplificazione per piccoli valori dell'ampiezza del segnale ricevuto;

3) il guadagno che si ottiene nell'amplificazione dei segnali deboli, adottando la tensione ottima in confronto a quella che si può avere mantenendo la tensione dell'eterodina eguale a quella del segnale.

Lo schema generale dell'esperienza è indicato nella figura 6. Due potenziometri, ognuno di 10.000 ohm, alimentati da due oscillatori schermati, servirono a fornire le correnti che rappresentano rispettivamente l'eterodina locale ed il segnale in arrivo. I potenziometri erano racchiusi in cassette, con resistenze avvolte su rettangoli di cartone in maniera antinduttiva e anticapacitiva (avvolgimento Ayrton-Perry); la tensione della eterodina poteva essere variata fra 8 e 10 volt, e quella del segnale fra 0,002 e 2 volt circa. La corrente di ciascun potenziometro era misurata per mezzo di una termocoppia, e nelle prove si manteneva costante la tensione del segnale, variando invece quella dell'eterodina.

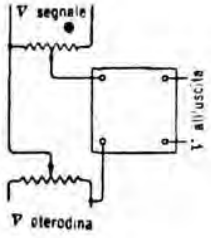


Figura 6.

Per le misure si fece uso di un « detector » connesso in tre differenti tipi di circuiti:

a) un amplificatore a due stadi sintonizzati ad audiofrequenza, con anodi alimentati attraverso una induttanza a ferro ed accoppiati capacitivamente ai circuiti di griglia accordati. Gli stadi erano leggermente disaccordati, in modo da avere un massimo poco netto a circa 1000 p s, lasciando passare una banda di 20 p/s, con una amplificazione di circa 100 alla frequenza di risonanza (alimentando direttamente a frequenza acustica e regolando il potenziale base di griglia al punto di massima amplificazione);

b) un amplificatore ad audiofrequenza, accordato su una frequenze caratteristica simile a quella in *a)*, ma con gli anodi accoppiati a resistenza-capacità: amplificazione circa 20;

c) un trasformatore intervalvolare a nucleo di ferro, di tipo commerciale, avente caratteristica sensibilmente appiattita nella gamma acustica.

La maggior parte delle misure fu fatta col circuito *a)*, poiché esso rappresenta le condizioni di funzionamento normale dell'apparecchio; coi circuiti *b)* e *c)* fu eseguito un numero di misure sufficiente a dimostrare che i risultati erano in complesso gli stessi.

Nelle prove *a)* et *b)* la f. e. m. dell'eterodina fu mantenuta ordinariamente ad una frequenza di 12 kc, e quella del segnale

a 13 kc, essendo queste le condizioni ordinarie di funzionamento dell'apparecchio. La sintonia del circuito a 1000 cicli era acutissima, in modo da evitare completamente l'arrivo di correnti a frequenza r. t. nel circuito di uscita, cosicchè venivano rivelati solo i battimenti alla frequenza a 1000 cicli. Nelle prove *c)*, poichè correnti abbastanza forti a 12.000 e 13.000 periodi riuscivano a superare il trasformatore e comparivano all'uscita sovrapposte ai battimenti di 1000 periodi, le radiofrequenze si dovettero accrescere di 50 kc per ottenere una nota pura a 1000 cicli.

In ogni caso, la tensione all'uscita era misurata con un voltmetro a valvola, ordinariamente adoperato nel Laboratorio, contenente una parte (compreso il galvanometro) che poteva essere tarato ed usato per queste esperienze. Il galvanometro era a più scale, in modo da poter misurare tensioni comprese fra ampi limiti, così che si poterono misurare con ottima precisione voltaggi fra 0,05 e 7 volt. Questo apparecchio fu tarato per essere usato come voltmetro alla frequenza di 1000 cicli, mediante un oscillatore ad audiofrequenza alimentante uno dei potenziometri della figura 6.

Per ciascun caso furono prima di nuovo determinate le curve: potenziale alternato di griglia-corrente media di placca, con risultati in complesso simili a quelli della figura 1, i quali a rigore si dovrebbero chiamare « curve di rivelazione » delle valvole.

Con l'aiuto di queste curve si poteva determinare la posizione del punto corrispondente alla condizione « optima » dell'eterodina, nell'ipotesi che le frequenze fossero mantenute eguali a quelle prima adoperate per ottenere i battimenti a 1000 cicli.

Si ricavò poi una serie completa delle tensioni utili ad audiofrequenza per diversi valori del voltaggio dell'eterodina e del segnale.

Le figure 7 (a) e 7 (b) indicano i risultati ottenuti nelle condizioni *a)*; esse mostrano come varia la tensione utile ad audiofrequenza V_u in funzione di quella dell'eterodina V_e, mantenendosi, per ogni curva, fissa la tensione V_s del segnale; i valori di V_s sono compresi fra 2 millivolt e 0,2 volt nella figura 7 (a), e nella figura 7 (b) fra 0,2 e 2 volt.

Le curve hanno un massimo netto, specialmente per segnali deboli, e scendono assai rapidamente verso l'origine, poichè un

valore troppo basso della tensione dell'eterodina è ovviamente inefficiente. Anche dalla parte delle ascisse crescenti si ha un abbassamento rapido della curva; si vede quindi che una tensione esagerata e fissata senza criterio può far cadere l'energia utile al di sotto del 50 per cento, come, per es. accade nella curva corrispondente al segnale di 0,002 volt. Anche per i segnali più forti

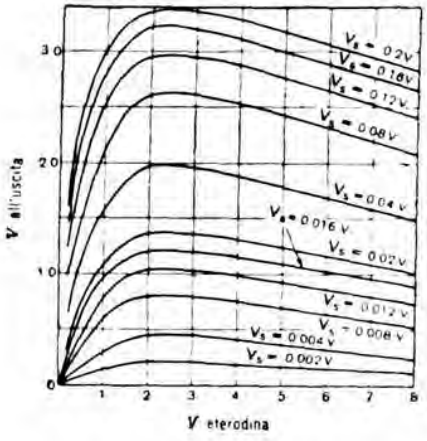


Figura 7 (a)

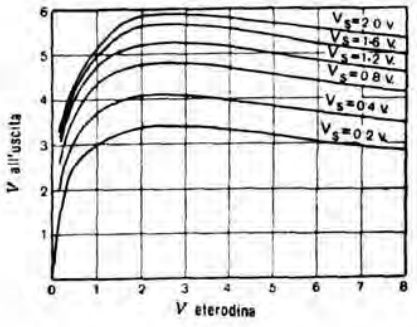


Figura 7 (b)

della figura 7 (b) si ha una regione di massimo, ma naturalmente per essi si ha in pratica una regolazione assai meno critica di quella che si ha per i segnali relativamente deboli della figura 2.

I risultati ottenuti nella condizione *b)* sono riportati nella figura 8, in cui le curve hanno forma in complesso simile a quella delle figure 7. A proposito della regolazione dell'eterodina a tensioni troppo alte, è interessante notare che, per il segnale di 0,008 volt, il rapporto fra il massimo dell'energia utile ed il valore di essa, che si ha per una tensione dell'eterodina di 8 volt, è di 1,44 in figura 8 e 1,54 in figura 7 (a); con un segnale di 0,2 volt invece il corrispondente rapporto è circa 1,18.

Sempre a tale proposito, sono riportate le curve nella figura 9 per due diversi valori della tensione del segnale (a circa 50 kc, per secondo) col trasformatore di accoppiamento della condizione *c)*. In questo caso il massimo è pronunciatissimo.

Essendosi notata una diversità spiccatissima tra la forma di queste curve e quella delle curve precedenti, si pensò che ciò potesse dipendere da caratteristiche particolari del trasformatore usato; per tale ragione furono provati altri due trasformatori di tipo circa eguale, ma aventi diversi rapporti di trasformazione. Uno di essi diede curve sostanzialmente simili a quelle a tratto pieno della figura 9; l'altro diede i risultati indicati dalle curve tratteggiate.

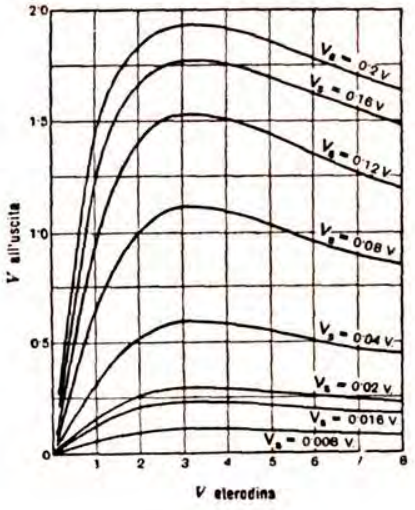


Figura 8.

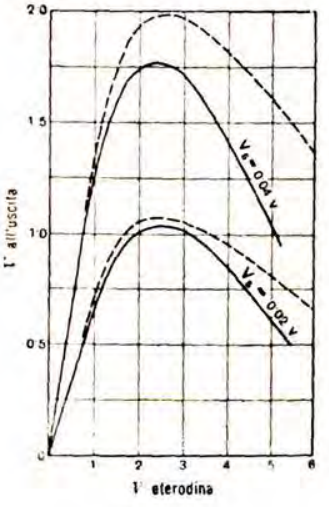


Figura 9.

È notevole osservare che, in tutti i casi di accoppiamento a trasformatori, la curva di rivelazione mostra tendenza a incurvarsi per valori della V_e più bassi di quelli per i quali si incurva nel caso di accoppiamento a resistenza o magnetico. Nel caso delle curve piene nella figura 9, il massimo corrisponde a $V_e = 2{,}5$ volt, ed è in ottimo accordo con la curva di rivelazione, ma la caduta che si verifica, oltrepassati i 3 volt per V_e, è più rapida di quanto la curva di rivelazione avrebbe fatto prevedere. Anche nelle curve a tratti della figura 9 si vede che la caduta s'inizia prima della corrispondente diminuzione di pendenza della curva di rivelazione.

È necessario dire, tra parentesi, che le curve di rivelazione in tutti i casi *a)*, *b)* et *c)* qui menzionati appartengono a valvole

del tutto diverse da quelle che hanno dato la famiglia di curve della figura 3, e che quindi non si può ricorrere ad esse per fare confronti. Dai paragoni con le curve proprie delle valvole risulta che la posizione del massimo nelle figure 7 e 8 è in ottimo accordo con le curve di rivelazione; nel caso della figura 9, il massimo è, come si è detto più avanti, in ottimo accordo, ma la caduta è inaspettatamente rapida al di là dei 3 o 4 volt.

Un altro effetto peculiare dei trasformatori si osservò nel determinare le curve di rivelazione.

L'oscillatore usato per la corrente di alimentazione poteva variare la frequenza fra 120 e 48 kc s, rimanendo costante la sua energia. Tenendo ad un valore fisso l'energia dell'oscillatore, si osservò che, appena la sua frequenza veniva spinta al di là del limite fissato per il trasformatore a circa 95 kc s, si aveva una caduta netta della corrente raddrizzata, senza che si riscontrasse una eguale caduta all'oscillatore, che veniva separatamente controllato. Questo fatto fu osservato con due dei trasformatori, in misura praticamente eguale, ma non fu osservato per il terzo, cioè per quello che dà la curva a tratti in figura 9.

Questi risultati rivelano delle caratteristiche, nel funzionamento dei trasformatori, che sarebbe interessante studiare più a fondo. Ma, siccome la ricerca è diretta a studiare prima di tutto il caso dell'eterodina a tensione ottima, accoppiato magneticamente ad un circuito accordato in audiofrequenza, non si è per ora approfondito l'argomento.

Nelle figure 10, 11 e 12 sono riportate, per ognuna delle condizioni avanti descritte, delle curve tipiche mostranti la relazione fra la tensione del segnale in arrivo a quella utile ad audiofrequenza. Si vede che in ogni caso, nella regione corrispondente ai segnali deboli, l'energia utile cresce con legge lineare, e questa è cosa di somma importanza in molte applicazioni pratiche del principio dei battimenti, specie nella ricezione dei supersuoni ed in altre forme di cambiamento di frequenza, e nei dispositivi di misura basati su questo principio. Il fatto che l'incurvamento si inizia relativamente prima nel caso dell'accoppiamento magnetico a « choke » è senza dubbio dovuto al sovraccarico che si verifica nello stadio susseguente al « detector ». Non è forse inopportuno

qui ricordare che l'apparecchio completo, del quale il dispostivo adoperato è una parte, consiste in uno stadio a radiofrequenza, seguito dal « detector » e del complesso sintonizzato ad audiofrequenza usato in queste esperienze, al quale poi fa seguito, nelle condizioni normali dell'apparecchio, un amplificatore ad audiofre-

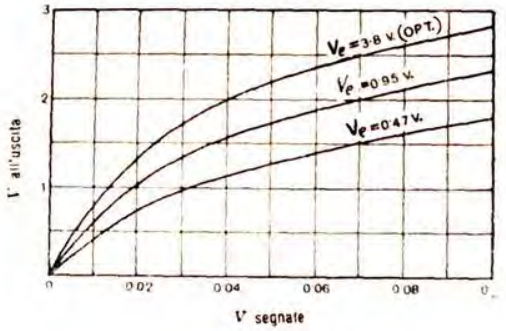


Figura 10.

quenza, accoppiato a trasformatori, avente curva di risonanza molto appiattita, ed infine, all'uscita, un complesso registratore. La taratura del sistema completo rivela una proporzionalità soddisfacente

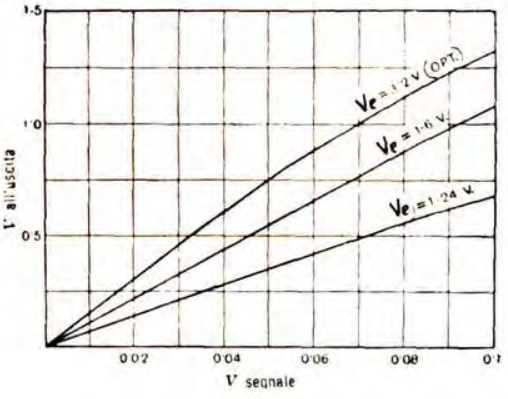


Figura 11.

fra le tensioni all'entrata e all'uscita fino a valori del voltaggio applicato all'entrata circa 20 volte maggiori di quelli per i quali l'apparecchio viene praticamente usato. Così pure la proporzionalità

fra la tensione del segnale e quella dell'uscita, indicata dalla figura 10, è evidentemente più estesa di quanto era necessario per gli scopi cui l'apparecchio fu disegnato.

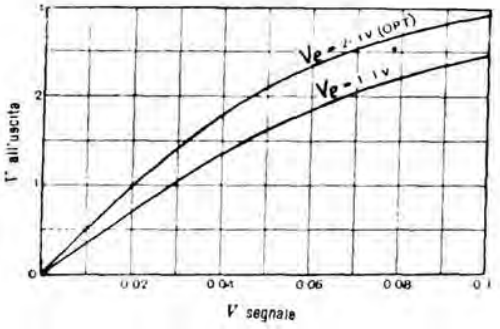


Figura 12.

Il guadagno nell'amplificazione dei segnali deboli, che si ottiene regolando l'eterodina nella tensione ottima, in confronto di quello che si ha con tensioni eguali, è stato calcolato partendo da

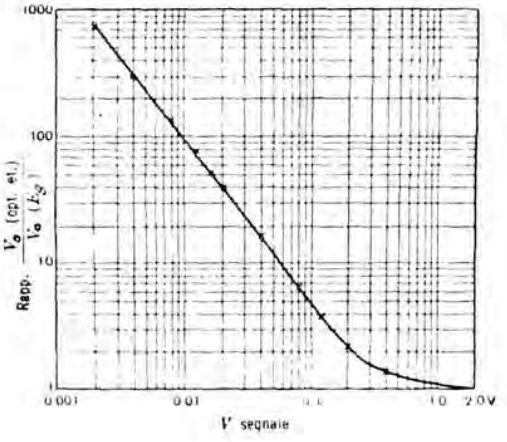


Figura 13.

una serie di misure eseguite nella condizione a). I risultati vengono riportati nella figura 13, in cui, per valori della tensione del segnale fra 2 millivolt e 2 volt, è riportata la legge con la quale varia il

rapporto fra l'energia ottenuta con la regolazione « optima » dell'eterodina e quella che si ha con tensioni eguali: $\frac{V_o\,(opt.)}{V_o\,(eg.)}$.

Nel lavoro di Appleton e Taylor è dimostrato che il rapporto $\frac{V_o\,(opt.)}{V_o\,(eg.)}$ è una funzione della forma $K\,\frac{1}{V_g}$, in cui K è un fattore dipendente dalle costanti del triodo. La figura 13 conferma questa relazione nell'intervallo intorno ai 0,2 volt, poichè la linea si incurva assumendo una nuova inclinazione, quando l'intensità del segnale si approssima a quella per cui la regolazione dell'eterodina riesce ottima. Il miglioramento dell'amplificazione per i deboli segnali, per es. per 2 millivolt applicati alla griglia della rivelatrice, è di circa 700 a 800 volte, il che è in ottimo accordo con i valori calcolati da Appleton e Taylor, tenuto conto della differenza fra le caratteristiche delle varie valvole.

Sembra inoltre che si possa migliorare la sensibilità per i segnali modulati molto deboli, applicando ad essi la grande amplificazione che questo metodo consente, utilizzandolo col sistema omodina o a battimenti nulli. Nel caso tipico della trasmissione telefonica modulata al 50 per cento, l'energia delle bande laterali modulatrici è, per segnali deboli, molto piccola rispetto a quella che l'onda portante deve avere perchè si ottenga la massima energia utile. Una eterodina locale, avente frequenza eguale esattamente all'onda portante, produce quindi nelle bande laterali lo stesso effetto avanti mostrato per i deboli segnali r. t. ad unica frequenza.

Concludendo, quando si adopera l'eterodina con un triodo rivelatore per caratteristica anodica, vi è un valore ottimo per la tensione dell'eterodina, al quale corrisponde il massimo dell'energia che si ha in bassa frequenza per la formazione dei battimenti. Regolando l'eterodina sulla tensione ottima, si realizza anche per segnali deboli la proporzionalità fra l'energia del segnale e quella che si ha in audiofrequenza, ed inoltre si può, sempre nel caso di deboli segnali, avere una quantità di energia utile parecchie centinaia di volte maggiore di quella che si ha, se la tensione della eterodina è eguale a quella del segnale.

Questa regolazione dell'eterodina tende ad eguagliare il comportamento, come rettificatrice, di valvole che presentino diversità nelle particolarità della caratteristica anodica, ed inoltre, anche quando si usa una valvola sola, l'uso della tensione ottima rende meno critica la regolazione del potenziale base che bisogna dare alla griglia per ottenere che la valvola funzioni al punto « detector ».

I vantaggi sopra indicati hanno importanza pratica in molte applicazioni del metodo dei battimenti, per es. nella ricezione dei segnali, specie se deboli, nei metodi di cambiamento di frequenza in genere, compresa la ricezione degli ultrasuoni, le sorgenti ad audiofrequenza basate sul principio dei battimenti, ecc. ed infine, nel metodo omodina o a battimenti nulli, usato nella ricezione di segnali modulati.

Il presente lavoro è stato eseguito per iniziativa del « Radio Research Board » del « Department of Scientific and Industrial Research », al quale l'Autore è assai grato per avergli accordato il permesso di pubblicare questi risultati.

J. F. HERD

(Traduzione dell'ing. UGO TIBERIO)

FILTRI ELETTRICI[1]

(Continuazione e fine, vedi fasc. 4, 1930)

SOMMARIO. — *Per quanto è a conoscenza dell'Autore, la maggior parte del lavoro che è stato fatto in America intorno ai filtri di onda non sembra sia molto conosciuto.*

L'articolo, basato principalmente sui lavori del Campbell, del Zobbel, del Carson e dello Johnson ha, quindi, lo scopo di illustrare alcune delle ricerche fatte in America sull'argomento dei filtri d'onda. In particolare, il concetto di "filtro derivato" sembra all'Autore che semplifichi considerevolmente il calcolo dei filtri, anche i più complicati, ed è perciò da augurarsi che la spiegazione di tale concetto risulti giustificata.

L'articolo è diviso in sette parti, nella prima delle quali sono ottenute le formole fondamentali per una struttura simmetrica e si mostra come queste formole possano essere applicate ai filtri di onda, mentre nella successiva viene mostrato come sia possibile ridurre ogni filtro complicato ad un filtro semplice, dal quale si dice che esso è "derivato" e calcolare tutte le formole relative al filtro complicato considerando solamente il filtro semplice.

Lo studio analitico contenuto nelle due prime parti è, quindi, applicato al calcolo generale dei filtri d'onda; come esempio illustrativo è esposto il calcolo completo di un filtro passa bassa e di uno passa alta.

Nel 4° capitolo vengono analizzati i filtri contenenti mutua induttanza di segno positivo o negativo, ed è esposto in maniera completa il calcolo dei filtri passa banda contenenti mutue induttanze. Nei successivi capitoli, infine, sono drese in esame le strutture non simmetriche, e dedotte le formole relative al calcolo dei filtri composti; studiato, poi, il filtro composto, ed esposto, come esempio illustrativo, il calcolo di un filtro composto passa bassa, viene trattata la questione delle perdite per riflessione, dovute ad ana non corretta terminazione del filtro, deducendo le formole per mezzo delle quali si può calcolare tale perdita.

(1) Studio pubblicato dalla rivista *Experimental Wireless*, nei fascicoli di marzo, aprile, maggio, giugno, luglio, agosto 1930.

2°) - Filtro passa banda.

Le formule generali saranno ora applicate al caso di un filtro passa banda.

Il filtro passa banda considerato è mostrato nella figura 26.

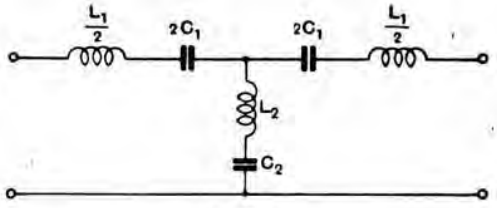


Figura 26.

Tale filtro può essere considerato come derivato dal filtro elementare della figura 27.

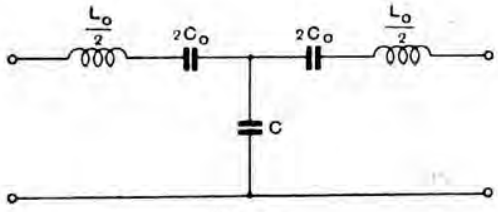


Figura 27.

Paragonandoli con le figure 15(a) e 15(b) si vede che i due filtri delle figure 26 e 27 sono collegati dalle seguenti equazioni:

$$L_1 = m\,L_o \quad .. \quad .. \quad .. \quad .. \qquad (32)$$

$$C_1 = C_o/m \quad .. \quad .. \quad .. \quad .. \qquad (33)$$

$$L_2 = \frac{1 - m^2}{4\,m}\,L_o \quad .. \quad .. \quad .. \qquad (34)$$

Se consideriamo C_2 come composto di due capacità in serie C_A e C_B, avremo allora:

$$C_A = \frac{4\,m}{1 - m^2}\,C_o$$

$$C_B = m\,C$$

$$\frac{1}{C_2} = \frac{1}{C_A} + \frac{1}{C_B} = \frac{1}{m}\left\{\frac{1-m^2}{4\,C_o} + \frac{1}{C}\right\} \qquad (35)$$

Dalle (32) e (33):

$$m = \frac{L_1}{L_o} = \frac{C_o}{C_1}, \text{ da cui } C_o = m\,C_1 = C_1\,\frac{L_o}{L_1} \qquad (35\text{-a})$$

Sostituendo il valore di $m = L_1/L_o$ nella (34) avremo:

$$L_2 = \frac{1-(L_1/L_o)^2}{4\,L_1/L_o}\cdot L_o = \frac{L_o^2 - L_1^2}{4\,L_1}$$

$$L_o^2 = L_1\,(L_1 + 4\,L_2) \quad .. \quad .. \quad .. \qquad (36)$$

Dalla (35) si ricava:

$$\frac{4\,C_o + C}{C_o\,C} = 4\,m/C_2 + m^2/C_o = m\,(4/C_2 + m/C_o)$$

Ma

$$m = C_o/C_1 = L_1/L_o \text{ da cui } \frac{4\,C_o + C}{C_o\,C} = m\left\{\frac{4\,C_1 + C_2}{C_1\,C_2}\right\}$$

$$\frac{4\,C_o + C}{C_o\,C} = L_1/L_o\left\{\frac{4\,C_1 + C_2}{C_1\,C_2}\right\} \quad .. \qquad (37)$$

Dalla figura 27 si ricava che:

$$Z_1/Z_2 = \frac{\omega\,L_o - 1/\omega\,C_o}{-1/\omega\,C} = -\omega\,C\{\omega\,L_o - 1/\omega\,C_o\{$$

$$= -\{\omega^2\,L_o\,C_o - 1\{\,C/C_o \quad .. \quad .. \qquad (38)$$

a) - Frequenze di frontiera.

Le frequenze di frontiera f_1 e f_2 saranno ora ottenute risolvendo le equazioni:

$$Z_1/Z_2 = 0 \qquad \text{e} \qquad Z_1/Z_2 = -4$$

Quando $Z_1/Z_2 = 0$, si ha dalla (38) che:

$$\omega_1^2\,L_o\,C_o = 1$$

La frequenza di frontiera più bassa è data da:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_a C_a}} \quad .. \quad .. \quad .. \quad (39)$$

Essa coincide con la frequenza di risonanza del ramo in serie. Quando $Z_1 Z_2 = -4$ si ha dalla (38) che:

$$(\omega_2^2 L_a C_a - 1) C/C_a = 4$$

$$\omega^2_2 L_a C_a = \frac{4 C_a + C}{C}$$

$$\omega_2^2 = \frac{1}{L_a} \left(\frac{4 C_a + C}{C C_a} \right)$$

La frequenza di frontiera più alta è perciò espressa da:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_a} \left(\frac{4 C_a + C}{C C_a} \right)} \quad .. \quad .. \quad (40)$$

b) - Impedenze terminali.

Nel caso di un filtro passa bassa fu indicato che era desiderabile terminare il filtro con una impedenza uguale alla sua impedenze caratteristica nominale. Nel caso generale l'impedenza alla media frequenza è presa come base per il calcolo. La media frequenza è definita come la media geometrica delle due frequenze di frontiera, ossia $f_m = \sqrt{f_1 f_2}$. Nel caso del filtro passa bassa, una delle frequenze di frontiera è zero, quindi $f_m = 0$ e perciò l'impedenza caratteristica nominale dovrebbe essere calcolata per la frequenza zero.

L'impedenza caratteristica in serie del filtro passa banda della figura 27, per la frequenza media, può essere ottenuta con il seguente procedimento.

Dalla equazione (1) risulta che per ogni struttura simmetrica la impedenza caratteristica in serie è espressa da:

$$Z_k = \sqrt{Z_1 Z_2 (1 + Z_1/4 Z_2)} \quad (40\text{-a})$$

Perciò, per il filtro di che trattasi, si ottiene, sostituendo i valori di Z_1 e Z_2:

$$Z_1 Z_2 = \frac{1}{\omega C}\left(\frac{\omega^2 L_o C_o - 1}{\omega C_o}\right) \quad .. \quad (40\text{-b})$$

Dall'equazione (38) si ha:

$$1 + \frac{Z_1}{4 Z_2} = 1 - \left(\frac{\omega^2 L_o C_o - 1}{4 C_o}\right) C = \frac{4 C_o - (\omega^2 L_o C_o - 1) C}{4 C_o} \quad .. \quad (40\text{-c})$$

Dalle equazioni (40-a), (40-b) e (40-c) otteniamo:

$$Z_k^2 = \frac{\omega^2 L_o C_o - 1}{4 \omega^2 C_o^2}\left[\frac{4 C_o + C}{C} - \omega^2 L_o C_o\right] \quad (40\text{-d})$$

Ora, la frequenza media f_m è stata definita come espressa da $f^2_m = f_1 f_2$, dove f_1 ed f_2 sono i valori delle frequenze di frontiera. Dalle equazioni (39) e (40) si ricava:

$$\omega^2_m = 4 \pi^2 f_1 f_2 = \frac{1}{L_o C_o}\sqrt{\frac{4 C_o + C}{C}} \quad (40\text{-e})$$

Dalla (40-e) abbiamo:

$$\frac{4 C_o + C}{C} = \omega^4_m L^2_o C^2_o \quad .. \quad .. \quad (40\text{-f})$$

Perciò dalle equazioni (40-d) e (40-f) risulta che la impedenza Z_o per la media frequenza è espressa da:

$$Z_o^2 = \frac{\omega_m^2 L_o C_o - 1}{4 \omega_m^2 C_o^2}\left[\omega_m^2 L_o C_o (\omega_m^2 L_o C_o - 1)\right]$$

$$\frac{L_o}{4 C_o}(\omega_m^2 L_o C_o - 1)^2$$

Sostituendo ω^2_m per mezzo della equazione (40-f), si vede che:

$$Z_o = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{L_o}{C_o}}\left[\sqrt{\frac{4 C_o + C}{C}} - 1\right] \quad .. \quad (41)$$

Si dovrà notare che l'equazione (40-d) dà il valore della impedenza caratteristica in serie del filtro della figura 27, per qualsiasi frequenza espressa da $\omega = 2 \pi f$. L'espressione di tale impedenza

può essere ridotta ad una forma più conveniente nel seguente modo.

Risulta dalla equazione (40) che:

$$\omega_2^2 = 4\pi^2 f_2^2 = \frac{1}{L_o C_o} \frac{4 C_o + C}{C} = \frac{4 C_o + C}{C} \omega_1^2$$

$$\frac{4 C_o + C}{C} = \left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right)^2 \quad .. \quad .. \quad (41\text{-a})$$

Dalle equazioni (39) e (41-a), l'equazione (40-d) si riduce alla forma:

$$Z_k^2 = \frac{\omega^2 L_o C_o - 1}{4 \omega^2 C_o^2} \left[\left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right)^2 - \left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2\right]$$

$$= \frac{(\omega^2 L_o C_o - 1)(\omega_2^2 - \omega^2)}{4 \omega^2 \omega_1^2 C_o^2}$$

Dalla equazione (39) risulta che:

$$\frac{1}{\omega_1^2 C_o} = L_o \qquad \frac{1}{\omega_1^2 C_o^2} = \omega_1^2 L_o^2$$

$$Z_k^2 = \frac{\omega_1^2 L_o^2}{4 \omega^2} (\omega_2^2 - \omega^2)(\omega^2 L_o C_o - 1) \quad .. \quad (41\text{-b})$$

Ora dalle equazioni (41), (39) e (41-a), abbiamo:

$$Z_o = \frac{L_o}{2} (\omega_2 - \omega_1) \quad .. \quad .. \quad (41\text{-c})$$

$$\frac{L_o^2}{4} = \frac{Z_o^2}{(\omega_2 - \omega_1)^2} \quad .. \quad .. \quad (41\text{-d})$$

Dalle equazioni (41-b), (41-d) e (39), otteniamo:

$$Z_k^2 = Z_o^2 \left[\frac{\omega_2^2 - \omega^2}{(\omega_2 - \omega_1)^2} \left(1 - \left(\frac{\omega_1}{\omega}\right)^2\right)\right]$$

$$= \frac{Z_o^2}{(\omega^2 - \omega_1)^2} \left[\omega_2^2 + \omega_1^2 - 2\omega_1 \omega_2 + \right.$$

$$\left. - \left(\frac{\omega^4 + \omega_1^2 \omega_2^2 - 2\omega^2 \omega_1 \omega_2}{\omega^2}\right)\right]$$

Ora $\omega_m^4 = \omega_1^2 \omega_2^2$

$$Z_k^2 = \frac{Z_o^2}{(\omega_2 - \omega_1)^2} \left| (\omega_2 - \omega_1)^2 - \frac{(\omega^2 - \omega_m^2)^2}{\omega^2} \right|$$

$$= Z_o^2 \left| 1 - \left(\frac{\omega^2 - \omega_m^2}{\omega (\omega_2 - \omega_1)} \right)^2 \right|$$

$$= Z_o^2 \left| 1 - \left(\frac{(\omega\ \omega_m) - (\omega_m\ \omega)}{(\omega_2\ \omega_m) - (\omega_1\ \omega_m)} \right)^2 \right|$$

$$Z_k = Z_o \sqrt{1 - \left(\frac{(f\ f_m) - (f_m\ f)}{(f_2\ f_m) - (f_1\ f_m)} \right)^2} \quad .. \quad .. \quad (42)$$

Mediante metodi esattamente uguali possono essere ottenute le espressioni della impedenza semi in derivazione per la frequenza media e per qualsiasi frequenza.

Filtro passa banda derivato.

Come è già indicato, le formule per il filtro derivato dalla figura 26 possono facilmente essere ottenute dalle equazioni per il filtro semplice della figura 27.

Dalle (32), (33) e (39) la frequenza di frontiera inferiore è data da:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} \quad .. \quad .. \quad .. \quad (43)$$

Dalle (36), (37) e (40) la frequenza di frontiera superiore è data da:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_2 + 4 C_1}{C_1 C_2 (L_1 + 4 L_2)}} \quad .. \quad .. \quad (44)$$

Il valore della caratteristica semi in serie è lo stesso che per il filtro semplice, ed è dato dalla equazione (42), dove il valore di Z_o può essere ottenuto mediante sostituzione per $L_o\ C_o$ e C della (41).

Frequenza di attenuazione infinita.

Riferendoci alla figura 26, si vede che la impedenza del ramo in derivazione sarà nulla per la frequenza espressa da:

$$f_\infty = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} \quad .. \quad .. \quad .. \quad (45)$$

Di conseguenza per tale frequenza il valore di Z_1/Z_2 sarà infinito, e quindi segue, da quanto è stato detto precedentemente, che la attenuazione sarà infinita. La frequenza data dalla (45) sarà perciò la frequenza di attenuazione infinita.

Per il filtro derivato si vede che:

$$\frac{Z_1}{2} = \frac{j}{2}\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)$$

$$Z_2 = j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)$$

$$\frac{Z_1}{4 Z_2} = \frac{C_2(\omega^2 L_1 C_1 - 1)}{4 C_1(\omega^2 L_2 C_2 - 1)} \quad .. \quad .. \quad (46)$$

Sostituendo $L_1 C_2$ e $L_2 C_1$ per mezzo rispettivamente delle equazioni (43) e (45), abbiamo:

$$\frac{Z_1}{4 Z_2} = \frac{C_2}{4 C_1} \cdot \left(\frac{f_\infty}{f_1}\right)^2 \cdot \frac{f^2 - f_1^2}{f^2 - f_\infty^2} \quad .. \quad (46\text{-a})$$

Dalla equazione (44) risulta che:

$$\omega_2^2 = 4\pi^2 f_2^2 = \frac{C_2 + 4 C_1}{C_1 C_2 (L_1 + 4 L_2)} = \frac{C_2 + 4 C_1}{C_2/\omega_1^2 + 4 C_1/\omega_\infty^2}$$

$$(f_2/f_1)^2 C_2 + 4 (f_2/f_\infty)^2 C_1 = C_2 + 4 C_1$$

$$\frac{C_2}{4 C_1} = \left[\frac{f_\infty^2 - f_2^2}{f_2^2 - f_1^2}\right]\frac{f_1^2}{f_\infty^2} \quad .. \quad (46\text{-b})$$

Sostituendo questo valore di $C_2/4 C_1$ nella equazione (46-a) avremo:

$$\frac{Z_1}{4 Z_2} = \frac{f^2 - f_1^2}{f^2 - f_\infty^2}\,\frac{f_\infty^2 - f_2^2}{f_2^2 - f_1^2}$$

$$= \frac{\left|1 - \left(\frac{f_\infty}{f_2}\right)^2\right| \left|1 - \left(\frac{f_1}{f}\right)^2\right|}{\left|1 - \left(\frac{f_1}{f_2}\right)^2\right| \left|\left(\frac{f_\infty}{f}\right)^2 - 1\right|} \quad .. \quad .. \quad (47)$$

Valori degli elementi per un filtro passa banda.

Dalle precedenti formule, si possono dedurre delle espressioni rispettivamente per i valori di L_1, C_1, L_2 e C_2. Dalle equazioni (41-d) risulta:

$$L_o = \frac{Z_o}{\pi (f_2 - f_1)} \quad .. \quad .. \quad .. \quad (48)$$

e dalle equazioni (48) e (32):

$$L_1 = \frac{Z_o\, m}{\pi (f_2 - f_1)} \quad .. \quad .. \quad .. \quad (49)$$

Dalle equazioni (35-a) e (39) abbiamo:

$$C_1 = \frac{L_o\, C_o}{L_1} = \frac{1}{\omega_1^2\, L_1}$$

e sostituendo L_1 per mezzo della (49):

$$C_1 = \frac{f_2 - f_1}{4\, \pi\, f_1^2\, Z_o\, m} \quad .. \quad .. \quad .. \quad (50)$$

Dalle (34) e (48) abbiamo che:

$$L_2 = \frac{Z_o}{\pi (f_2 - f_1)} \cdot \frac{1 - m^2}{4\, m} \quad .. \quad .. \quad (51)$$

e dalla (44):

$$\omega_2^2 = \frac{C_2 + 4\, C_1}{C_1\, C_2\, (L_1 + 4\, L_2)}$$

$$C_2\, (\omega_2^2\, L_1\, C_1 + 4\, \omega_2^2\, L_2\, C_1 - 1) = 4\, C_1 \quad .. \quad (52)$$

Sostituendo $L_1\, C_1$ per mezzo della equazione (43), e $L_2\, C_1$ per mezzo della (51) e (50) la (52) diventa:

$$C_2 \cdot \frac{f_2^2 - m\, f_1^2}{m^2\, f_1^2} = 4\, C_1$$

$$C_2 = \frac{(f_2 - f_1)\, m}{(f_2^2 - m^2 f_1^2)\, \pi\, Z_o} \quad .. \quad .. \quad (53)$$

dopo aver sostituito il valore di C_1 dato dalla equazione (50).

Dalle equazioni (51) e (53) abbiamo per moltiplicazione:

$$L_2\, C_2 = \frac{1 - m^2}{4\, \pi^2\, (f_2^2 - m^2 f_1^2)} \quad .. \quad .. \quad (54)$$

e dalle (45) e (54) risulta che:

$$m^2 = \frac{f_\infty^2 - f_2^2}{f_\infty^2 - f_1^2} = \frac{(f_\infty^2 - f_1^2) - (f_2^2 - f_1^2)}{f_\infty^2 - f_1^2}$$

$$= 1 - \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_\infty^2 - f_1^2}$$

$$m = \sqrt{1 - \frac{(f_2/f_1)^2 - 1}{(f_\infty/f_1)^2 - 1}} \quad .. \quad .. \quad (55)$$

Per mezzo delle equazioni (49), (50), (51), (53) e (55) si possono determinare i valori degli elementi del filtro, in qualsiasi caso particolare.

Esempio.

Un esempio numerico mostrerà l'uso delle formule esposte.

Supponiamo che si voglia calcolare un filtro che abbia la frequenza di frontiera inferiore di 20.000 cicli al secondo e la superiore di 25.000 cicli al secondo, e che la frequenza di attenuazione infinita sia di 30.000 cicli al secondo. Supponiamo pure che il valore delle impedenze terminali alla media frequenza sia di 600 ohm.

Abbiamo perciò:

$$f_1 = 20.000$$
$$f_2 = 25.000$$
$$f_\infty = 30.000$$
$$z_o = 600$$

Allora dalla equazione (55) ricaviamo $m = 0{,}742$.

Dalla (49) $L_1 = 0{,}0284$ henry.
» (50) $C_1 = 0{,}00224$ microfarad.
» (51) $L_2 = 0{,}00577$ henry.
» (53) $C_2 = 0{,}00486$ microfarad.

Il filtro richiesto è di conseguenza del tipo indicato nella figura 28.

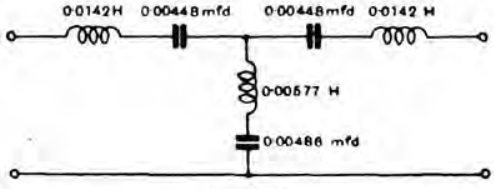


Figura 28.

Le caratteristiche di attenuazione e di costante di fase per questo filtro possono essere ottenute nello stesso modo in cui

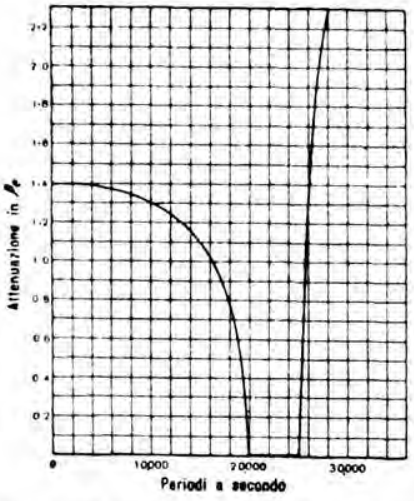


Figura 29. — Caratteristica di attenuazione per filtro passa banda.

furono ottenute le caratteristiche corrispondenti nel caso del filtro passa bassa. Il valore di Z_1/Z_2 per qualsiasi frequenza può essere

calcolato con la equazione (47), e la corrispondente attenuazione e costante di fase possono essere lette rispettivamente sulle curve

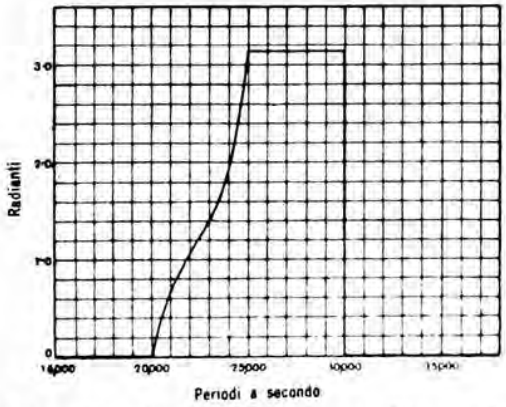


Figura 30. — Caratteristica di costante di fase per filtro passa banda.

delle figure 6 e 7. Le figure 29 e 30 indicano la caratteristica di attenuazione e costante di fase, rispettivamente, per questo filtro.

Effetto della resistenza nei circuiti filtro.

Sin qui è stato supposto che i rami in serie e in derivazione fossero reattanze pure, e che perciò il rapporto Z_1/Z_2 fosse un numero reale, positivo o negativo. In ogni filtro reale vi è, tuttavia, una certa quantità di resistenza unita con le induttanze e coi condensatori. Per frequenze inferiori ai 3000 cicli, la resistenza dei condensatori a carta ed a mica è generalmente trascurabile.

Per frequenze maggiori, per le quali in generale sono usati solamente condensatori a mica, la dissipazione nel condensatore può anche essere trascurata; invece la resistenza dell'induttanza di un filtro può essere soltanto raramente trascurabile e deve perciò in generale essere presa in considerazione.

Quando la resistenza non può essere trascurata, il valore di Z_1/Z_2 sarà in generale una grandezza vettoriale, e la attenuazione e la costante di fase debbono essere di conseguenza lette sulla curva corrispondente all'angolo di Z_1/Z_2 delle figure 6 e 7, rispettivamente.

L'effetto della resistenza sul valore della costante di attenuazione è più importante nella gamma di trasmissione, dove la costante di attenuazione sarebbe zero, se non vi fosse alcuna dissipazione. Il suo effetto è più pronunciato nelle vicinanze delle frequenze di frontiera, dove le gamme di trasmissione si confondono con le gamme di attenuazione. Nelle gamme di attenuazione, in generale, l'effetto della resistenza è trascurabile; esso, tuttavia, influisce sul valore della costante di attenuazione per quelle frequenze in cui vi sarebbe attenuazione infinita, se non vi fosse alcuna dissipazione. Parlando comunemente, la differenza tra il valore dell'attenuazione per il filtro ideale e per il filtro a resistenza diventa maggiore mano a mano che il valore di "a" è ridotto.

Dalla figura 7 si vede che la resistenza ha per effetto di arrotondare i cambiamenti improvvisi di fase che avvengono nelle vicinanze delle frequenze di frontiera, cioè quando Z_1/Z_2 diventa maggiore di 4.

Conviene esprimere la dissipazione di qualsiasi reattanza mediante il rapporto della sua resistenza effettiva alla sua reattanza. Tale rapporto è rappresentato da "d" e, nel caso di una bobina, è espresso da $d = R/\omega L$. Il valore di "d" non sarà, in generale, costante per un'ampia gamma di frequenza, ma se esso è conosciuto per una importante frequenza della gamma di trasmissione, può essere in generale considerato costante per il resto della gamma di trasmissione.

Nei casi che abbiamo già esaminati, l'effetto della dissipazione può essere mostrato nella seguente maniera. Consideriamo prima il filtro della figura 21; se R_1 e R_2 sono rispettivamente le resistenze effettive delle induttanze in serie e in derivazione, allora:

$$Z_1 = R_1 + j\omega L_1 = \frac{\omega L_1}{Q} + j\omega L_1$$

in cui

$$Q = 1/d$$

$$Z_2 = R_2 + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)$$

$$= \frac{\omega L_2}{Q} + j\frac{\omega^2 L_2 C_2 - 1}{\omega C_2}$$

$$Z_1/Z_2 = \frac{(1 + j\,Q)\,\omega^2 L_1 C_2}{\omega^2 L_2 C_2 + j\,Q\,(\omega^2 L_2 C_2 - 1)}$$

Sostituendo i valori di L_1, L_2 e C_2 dati dalle equazioni (29), (30) e (31), abbiamo:

$$Z_1/Z_2 = U + j\,V = \frac{4\,(1 + j\,Q)\,(f_\infty^2/f_c^2 - 1)}{1 + \mathrm{j}\,Q\,(1 - f_\infty^{\,2}/f^2)} \qquad (56)$$

Perciò, conoscendo il valore di Q, le costanti di attenuazione e di fase per qualsiasi frequenza possono essere determinate dalle curve corrispondenti delle figure 6 e 7.

Nel caso del filtro della figura 26, se R_1 e R_2 sono rispettivamente le resistenze effettive delle induttanze dei rami in serie ed in derivazione, risulta:

$$Z_1/Z_2 = L_1/L_2 \left[\frac{1 - j\,d - 1/\omega^2 L_1 C_1}{1 - j\,d - 1/\omega^2 L_2 C_2}\right]$$

Una analisi simile a quella data precedentemente conduce alla espressione

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \left(\frac{f_1}{f_\infty}\right)^2 \frac{[(f_\infty/f_2)^2 - 1]\,[(1 - j\,d)\,(f/f_1)^2 - 1]}{[1 - (f_1/f_2)^2]\,[(1 - j\,d)\,(f/f_\infty)^2 - 1]} \qquad (57)$$

Si ottiene in tal modo il mezzo per determinare le costanti di attenuazione e di fase per qualsiasi frequenza.

Si dovrà notare che, per le frequenze esterne alla gamma di trasmissione, la formula Z_1/Z_2 per la struttura non dissipativa può essere impiegata senza indebito errore.

PARTE IV^a.

Filtri di onda con induttanze mutue.

Prima di passare a studiare i filtri di onda contenenti induttanza mutua, si devono prendere in esame alcune proprietà dei circuiti semplici contenenti mutua induttanza. Nella figura 31 (a)

due bobine aventi rispettivamente le impedenze Z_1 e Z_2 formano i rami di una rete. Sia m la mutua impedenza tra di esse, cosicchè $m = j\,\omega\,M$, in cui M è il valore dell'induttanza mutua

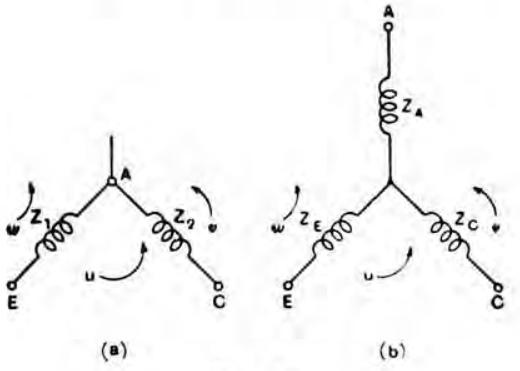


Figura 31.

tra di esse. Supponiamo che le correnti nei due rami abbiamo la direzione indicata nella figura; le equazioni per le differenze di potenziale tra i punti C, A e E, A saranno:

$$e_{CA} = (Z_2 + m)\,u - Z_2\,v - m\,w \quad .. \quad .. \quad (58)$$

$$e_{EA} = -(Z_1 + m)\,u + m\,v + Z_1\,w \quad .. \quad .. \quad (59)$$

Se ora le due impedenze della figura 31 (a) sono sostituite da tre impedenze riunite insieme come nella figura 31 (b), e supponiamo inoltre che i valori di queste impedenze Z_A, Z_C, Z_E, rispettivamente, siano tali che le differenze di potenziale e le correnti rimangano inalterate, le equazioni diventano:

$$e_{CA} = Z_C\,u - (Z_A + Z_C)\,v + Z_A\,w \quad .. \quad (60)$$

$$e_{EA} = -Z_E\,u - Z_A\,v + (Z_A + Z_E)\,w \quad .. \quad (61)$$

Paragonando i coefficienti delle equazioni (58) e (60) si ha:

$$Z_A = -m \quad .. \quad .. \quad .. \quad .. \quad (62)$$

$$Z_C = Z_2 + m \quad .. \quad .. \quad .. \quad (63)$$

Analogamente dalle (59) e (61) si ha:

$$Z_E = Z_1 + m \quad .. \quad .. \quad .. \quad (64)$$

Perciò una coppia di bobine accoppiate mutuamente può essere sostituita da un sistema di 3 impedenze senza mutua induttanza, connesse a stella.

Ora, quando due impedenze che sono mutuamente accoppiate vengono riunite in serie, il vettore impedenza della combinazione può essere più grande o più piccolo del vettore somma delle impedenze componenti. Nel primo caso si dice che le bobine sono riunite in serie « concordanti », ed il segno dell'induttanza mutua è preso come positivo; nel secondo caso si dice che le bobine sono riunite in serie o « in opposizione », ed il segno della induttanza mutua è preso come negativo.

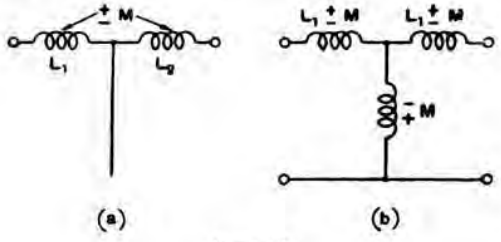


Figura 32.

Segue dalle equazioni (62), (63) e (64) che la struttura della figura 32 (b) è equivalente alle due bobine della figura 32 (a)

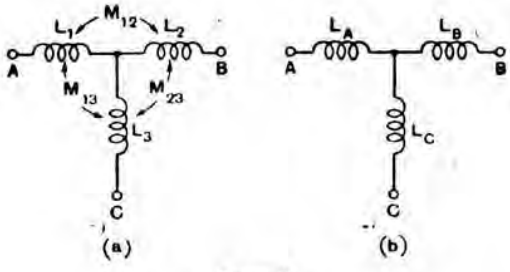


Figura 33.

aventi l'induttanza, rispettivamente, L_1 e L_2, e che sono accoppiate con una induttanza mutua M, il cui segno può essere positivo o negativo.

Come una generalizzazione di quanto detto avanti, si ha il caso delle reti a T della figura 33 (a) che si compone di 3 bobine con mutue induttanze tra tutti gli elementi. La rete a T della figura 33 (b) è equivalente alla rete della figura 33 (a), essendo le formule seguenti che governano le loro equivalenze.

$$L_A = L_1 + M_{12} + M_{13} - M_{23}$$
$$L_B = L_2 + M_{12} - M_{13} + M_{23}$$
$$L_C = L_3 - M_{12} + M_{13} + M_{23}$$

In queste formule, i segni corrispondono al caso in cui M è positivo tra tutte le coppie di bobine. Quando l'induttanza mutua tra ogni coppia di bobine cambia di segno, i segni che accompagnano le induttanze mutue nelle suddette formule vengono invertiti.

Applicazione ai circuiti filtri.

Per illustrare l'uso della mutua induttanza nei circuiti filtri, verrà studiato un filtro passa bassa ed uno passa alta, simile a quelli già esaminati. Consideriamo il circuito della figura 34 (a);

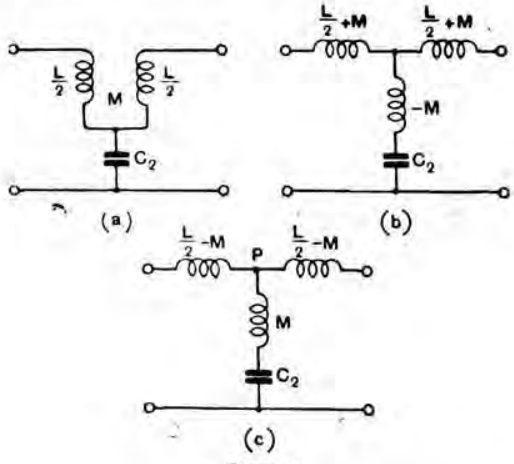


Figura 34.

questa struttura può essere ritenuta equivalente a quella della figura 34 (b) o della figura 34 (c), a seconda che il segno di M è rispettivamente positivo o negativo.

Si vede che se poniamo:

$$L_1/2 = L/2 - M \qquad \text{e} \qquad L_2 = M,$$

allora il filtro della figura 34(c) è il medesimo di quello della figura 21, e perciò questo filtro ha esattamente le medesime caratteristiche del filtro passa bassa che è già stato considerato. Quindi filtri di questo tipo, che contengono mutua induttanza di segno negativo sono equivalenti agli ordinari filtri passa bassa senza induttanza mutua. Vi è un solo punto di differenza che deve essere notato. Il filtro della figura 34(c) ha una caratteristica semi in derivazione solamente ipotetica perchè il punto P non è fisicamente accessibile.

Consideriamo ora il filtro della figura 34(b). Se poniamo:

$$L_1/2 = L/2 + M \qquad \text{e} \qquad L_2 = M,$$

il filtro si riduce alla struttura della figura 35, che può essere considerata come il più semplice tipo di filtro passa bassa contenente induttanza negativa. Questo filtro sarà ora preso in esame particolareggiatamente.

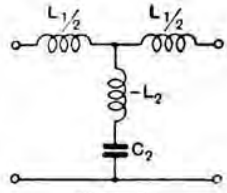


Figura 35.

Filtro passa bassa contenente induttanza negativa.

Dalla figura 35 si ha che:

$$Z_1 = j\,\omega\,L_1 \qquad .. \quad .. \quad .. \quad .. \qquad (65)$$

$$Z_2 = -j\,(\omega\,L_2 + 1/\omega\,C_2) \qquad .. \quad .. \qquad (66)$$

$$Z_1/Z_2 = -\frac{\omega^2\,L_1\,C_2}{\omega^2\,L_2\,C_2 + 1} \qquad .. \quad .. \qquad (67)$$

Le frequenze di frontiera sono ottenute, rispettivamente, ponendo Z_1/Z_2 eguale a zero e a -4.

Ponendo $Z_1/Z_2 = 0$, si vede che la frequenza di frontiera più bassa è data da $f_1 = 0$.

Ponendo $Z_1/Z_2 = -4$ si vede che la frequenza di frontiera più alta è data da:

$$\frac{\omega_c^2 L_1 C_2}{\omega_c^2 L_2 C_2 + 1} = 4 \qquad \omega_c^2 = \frac{4}{C_2 (L_1 - 4 L_2)}$$

$$f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{C_2 (L_1 - 4 L_2)}} \quad .. \quad .. \quad (68)$$

La figura 35 rappresenta perciò un filtro passa bassa la cui frequenza di frontiera è determinata in base alla (68).

Si ha attenuazione infinita quando il valore di Z_1/Z_2 è infinito. Dalla (66) si vede che ciò avviene quando:

$$\frac{\omega^2 L_2 C_2 + 1}{\omega C_2} = 0$$

La frequenza di attenuazione infinita sarebbe allora data da:

$$f_\infty = \frac{1}{2 \pi \sqrt{-L_2 C_2}},$$

che è una quantità immaginaria. Perciò è impossibile avere una frequenza tale che:

$$\frac{\omega^2 L_2 C_2 + 1}{\omega C_2} = 0,$$

e quindi il filtro della figura 35 non può mai avere attenuazione infinita. Usiamo perciò, come parametro conveniente, la frequenza per la quale Z_2 è minima. Indichiamo questa frequenza con f_r; si vede allora che, differenziando la (66) e ponendo $d z / d \omega = 0$, si ha:

$$f_r = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_2 C_2}} \quad .. \quad .. \quad .. \quad (69)$$

Dalla (68) si ricava che:

$$\frac{\omega_c^2}{4} = \frac{1}{L_1 C_2 - 4 L_2 C_2} = \frac{1}{L_1 C_2 - 4/\omega_r^2}$$

$$L_1 C_2 = [1 + (\omega_c/\omega_r)^2] \, 4/\omega_c^2 \quad .. \quad .. \quad (69\text{-a})$$

Sostituendo nella (67) il valore di $L_1\ C_2$ ricavato dalla equazione (69-a) ed il valore di $L_2\ C_2$ ricavato dall'equazione (69), essa diventa:

$$Z_1/Z_2 = -\frac{4\,(\omega/\omega_c)^2}{(\omega/\omega_r)^2+1}\,[1+(\omega_c/\omega_r)^2]$$

$$= -\frac{4\,(f/f_c)^2}{(f/f_r)^2+1}\left|1+(f_c/f_r)^2\right| \quad .. \quad .. \quad (70)$$

Se indichiamo con Z_k l'impedenza caratteristica semi in serie del filtro, si ha dalla (1) che:

$$Z_k^2 = Z_1\ Z_2\,(1+Z_1/4\ Z_2)$$

Moltiplicando la (65) e la (66), si ottiene:

$$Z_1\ Z_2 = \omega\ L_1\left|\frac{\omega^2\ L_2\ C_2+1}{\omega\ C_2}\right| = \frac{L_1}{C_2}\left(\frac{f^2}{f_r^2}+1\right) \quad (71)$$

Impiegando la equazione (70) e (71), l'impedenza caratteristica in serie è data da:

$$Z_k^2 = \frac{L_1}{C_2\,(f^2/f_r^2+1)}\left|1-\frac{f^2/f_c^2+f^2/f_r^2}{f^2/f_r^2+1}\right|$$

$$= \frac{L_1}{C_2}\,(1-f^2/f_c^2) \quad .. \quad .. \quad (71\text{-a})$$

Ora l'impedenza nominale Z_0 è stata definita come il valore dell'impedenza caratteristica in serie alla media frequenza. Nel caso di un filtro passa bassa la media frequenza è zero come si è visto precedentemente, e quindi, per il filtro in esame, il valore di Z_0 è eguale a $\sqrt{L_1/C_2}$ (dalla 71-a). L'impedenza caratteristica in serie è data perciò da:

$$Z_k = \sqrt{L_1/C_2}\ \sqrt{1-(f/f_c)^2} = Z_0\ \sqrt{1-(f/f_c)^2} \quad .. \quad (72)$$

Si vede che il valore dell'impedenza dato dalla (72) è eguale al valore dell'impedenza caratteristica in serie del semplice filtro passa bassa della figura 22. Paragonando i filtri delle figure 15 (a) e 15 (b), con i corrispondenti filtri delle figure 22 e 35, si vede

facilmente che gli elementi degli ultimi due sono collegati dalle seguenti equazioni:

$$L_1 = m_1 L_0 \quad .. \quad .. \quad .. \quad .. \quad .. \quad (73)$$

$$L_2 = - \frac{1 - m_1^2}{4 m_1} L_0 \quad .. \quad .. \quad .. \quad (74)$$

$$C_2 = m_1 C_0 \quad .. \quad .. \quad .. \quad .. \quad .. \quad (75)$$

Le equazioni (68), (70) e (72) avrebbero potuto essere ottenute più facilmente impiegando le relazioni (73), (74) e (75), combinate con le formule corrispondenti dei filtri semplici della figura 22.

Paragonando le (11), (12) e (13) colle (73), (74) e (75), si vede che se poniamo m_1, invece di m, nelle equazioni (11) e (13) e $- m_1$, invece di m, nella equazione (12) otteniamo rispettivamente le (73), (75) e (74). Quindi i valori per gli elementi del filtro della figura 35 possono essere ottenuti dalle equazioni (29), (30) e (31), scrivendo m_1 invece di m nella prima e terza di queste equazioni, e $- m_1$ invece di m nella seconda equazione. I valori degli elementi del filtro della figura 35 sono dati perciò da:

$$L_1 = \frac{Z_0 m_1}{\pi f_c} \quad .. \quad .. \quad .. \quad .. \quad .. \quad (76)$$

$$L_2 = - \frac{Z_0}{\pi f_c} \frac{1 - m_1^2}{4 m_1} \quad .. \quad .. \quad .. \quad (77)$$

$$C_2 = \frac{m_1}{\pi f_c Z_0} \quad .. \quad .. \quad .. \quad .. \quad (78)$$

Dalle equazioni (77) e (78) per moltiplicazione si ha, tenendo conto della 69:

$$L_2 C_2 = - \frac{1 - m_1^2}{4 \pi^2 f_c^2} = \frac{1}{4 \pi^2 f_r^2}$$

$$m_1^2 = 1 + (f_c/f_r)^2 \quad .. \quad .. \quad .. \quad .. \quad (79)$$

Sostituendo questo valore di m_1, nella (70) si ha:

$$Z_1 Z_2 = - \frac{4 m_1^2 (f/f_c)^2}{1 + (f/f_r)^2} \quad .. \quad .. \quad (80)$$

Esempio.

Come esempio numerico del sopra detto tipo di filtro, supponiamo che si voglia calcolare un filtro passa bassa, la cui frequenza di frontiera sia di 5000 cicli al secondo, e la cui frequenza, per la quale l'impedenza del ramo in derivazione sia minima, sia di 6000 cicli al secondo. Supponiamo inoltre che le impedenze terminali siano di 600 ohm.

Di conseguenza abbiamo:

$$f_c = 5000 \qquad f_r = 6000$$

$$Z_0 = 600$$

Dall'equazione (79): $m_1 = 1{,}3$

Dall'equazione (76):

$$L_1 = \frac{600 \times 1{,}3}{\pi \times 5000} = 0{,}0497 \text{ henry}$$

Dall'equazione (77):

$$L_2 = \frac{-600}{\pi \times 5000} \times \frac{-0{,}69}{5{,}2} = 0{,}0051 \text{ henry}$$

Dall'equazione (78):

$$C_2 = \frac{1{,}3}{\pi \times 5000 \times 600} = 0{,}138 \text{ microfarad}$$

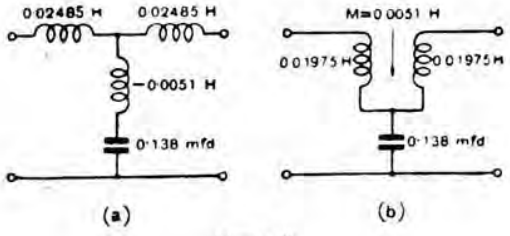


Figura 36.

Conseguentemente il filtro è del tipo rappresentato nella figura 36(a), che è equivalente al filtro della figura 36(b).

Le caratteristiche di attenuazione e di costante di fase possono essere ottenute dalla equazione (80) e, rispettivamente, dalle figure 6 e 7. Queste caratteristiche sono indicate nelle figure 37 e 38.

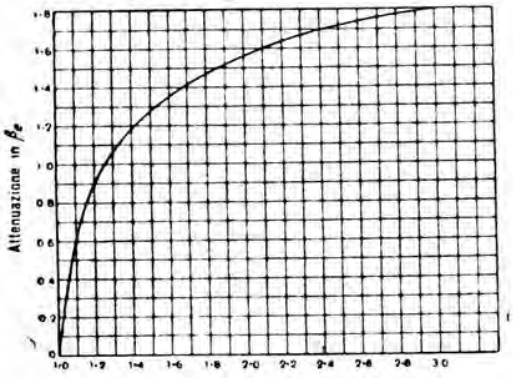


Figura 37. — Caratteristica di attenuazione per filtro passa bassa con induttanza mutua.

Riferendosi alla figura 37, si vede che la caratteristica di attenuazione è unica nel senso che la costante di attenuazione è finita per tutte le frequenze. La curva è tracciata solamente per fre-

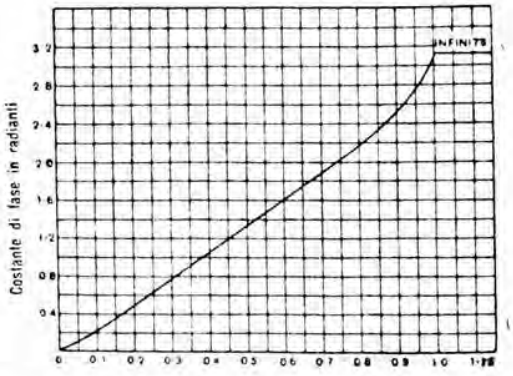


Figura 38. — Caratteristica costante di fase per filtro passa bassa con induttanza mutua.

quenze sino a 15.000 cicli al secondo; dopo questa frequenza, la curva diventa quasi piana ed a frequenza infinita l'attenuazione è solamente $2\beta l$. La caratteristica costante di fase della figura 38

ha una forma simile a quella della figura 25, sebbene la variazione di fase per qualsiasi frequenza sia differente per i due filtri.

Anche per il filtro della figura 35 la variazione di fase rimane costante a 3,14 radianti, per le frequenze al di sopra della frequenza di frontiera, mentre che il filtro della figura 21 ha un cambiamento di fase di 3,14 radianti per la frequenza di attenuazione infinita.

Le caratteristiche delle figure 37 e 38 sono state tracciate per un filtro ideale, cioè per un filtro senza dissipazione; le caratteristiche corrispondenti al caso dissipativo possono essere ottenute impiegando i metodi precedentemente dati.

Filtro passa banda che contiene induttanza mutua.

Consideriamo ora un filtro passa banda, che contenga induttanza mutua e che corrisponda a quello della figura 21.

La struttura della figura 39(a), in cui la mutua induttanza è positiva ed eguale in ampiezza ad L_2, può essere considerata come equivalente al filtro della figura 39(b).

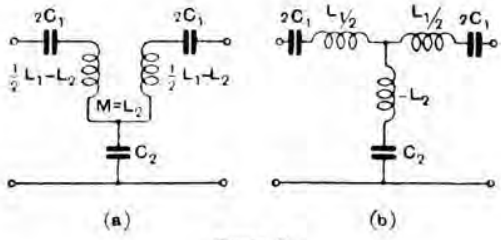


Figura 39.

Nella struttura della figura 39(b):

$$Z_1 = j\,(\omega\, L_1 - 1/\omega\, C_1) \qquad .. \qquad .. \qquad (81)$$

$$Z_2 = -\,j\,(\omega\, L_2 + 1/\omega\, C_2) \qquad .. \qquad .. \qquad (82)$$

$$Z_1/Z_2 = \frac{C_2}{C_1}\,\frac{1 - \omega^2 L_1\, C_1}{1 + \omega^2\, L_2\, C_2} \qquad .. \qquad .. \qquad (83)$$

Come al solito le frequenze di frontiera sono ottenute ponendo rispettivamente $Z_1/Z_2 = 0$, e $Z_1/Z_2 = -4$.

Per la prima condizione, la frequenza di frontiera inferiore è espressa da:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} \quad .. \quad .. \quad .. \quad (84)$$

Per la seconda condizione, la frequenza di frontiera superiore è espressa da:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{C_2 + 4 C_1}{C_1 C_2 (L_1 - 4 L_2)}}} \quad .. \quad .. \quad (85)$$

Dalla (83) si vede che Z_2 non può mai essere nulla poichè non vi è nessuna frequenza che soddisfi alla condizione:

$$\frac{\omega^2 L_2 C_2 + 1}{\omega C_2} = 0.$$

Di conseguenza, il filtro della figura 39(b) è simile a quello della figura 35, nel senso che non può mai avere una attenuazione infinita. Come nel caso del precedente filtro, rappresentiamo con f_r la frequenza alla quale il valore di Z_2 è minimo; allora:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 C_2}} \quad .. \quad .. \quad .. \quad (86)$$

Sostituendo i suesposti valori di f_1, f_2 e f_r nella formula (83), otteniamo, con metodi simili a quelli impiegati nel caso precedente, la seguente espressione per Z_1 / Z_2:

$$Z_1 / 4\, Z_2 = \frac{1 - (f / f_1)^2}{1 + (f / f_r)^2} \cdot \frac{(f_2/f_r)^2 + 1}{(f_2/f_1)^2 - 1} \quad .. \quad (87)$$

Siccome il filtro della figura 39(b) può essere considerato come derivato dal filtro della figura 27, la sua impedenza caratteristica in serie sarà la medesima di quella corrispondente a tale filtro, e perciò il suo valore sarà espresso dalla equazione (42).

Può essere facilmente mostrato che i filtri indicati nella figura 39(b) e nella figura 27 sono collegati dalle seguenti relazioni:

$$L_1 = m_1 L_0 \quad .. \quad .. \quad .. \quad .. \quad .. \quad (88)$$

$$C_1 = C_0 / m_1 \quad .. \quad .. \quad .. \quad .. \quad .. \quad (89)$$

$$L_2 = -\left[\frac{1 - m_1^2}{4 m_1}\right] L_o \quad .. \quad .. \quad .. \quad (90)$$

$$\frac{1}{C_2} = \frac{1}{m_1}\left[\frac{1 - m_1^2}{4 C_o} + \frac{1}{C}\right] \quad .. \quad .. \quad (91)$$

nelle quali m_1 è espresso dall'equazione (96).

Confrontando le equazioni dalla (88) alla (91) con quelle dalla (32) alla (35), e sostituendo nelle (49), (50), e (53), si vede che i valori degli elementi nel caso del filtro della figura 39(b) sono espressi da:

$$L_1 = Z_o m_1 / \pi (f_2 - f_1) \quad .. \quad .. \quad .. \quad (92)$$

$$C_1 = (f_2 - f_1) / 4 \pi f_1^2 Z_o m_1 \quad .. \quad .. \quad (93)$$

$$L_2 = \frac{- Z_o}{\pi (f_2 - f_1)} \frac{1 \quad m_1^2}{4 m_1} \quad .. \quad .. \quad (94)$$

$$C_2 = \frac{(f_2 - f_1) m_1}{(f_2^2 - m_1^2 f_1^2) \pi Z_o} \quad .. \quad .. \quad .. \quad (95)$$

Moltiplicando tra loro la (94) e la (95), e sostituendo per mezzo della (86) $L_2 C_2$, il valore di m_1 è espresso da:

$$m_1 = \sqrt{1 + \frac{(f_2 f_1)^2 - 1}{(f_r/f_1)^2 + 1}} \quad .. \quad .. \quad (96)$$

Esempio.

Prenderemo come esempio numerico il caso di un filtro simile a quello considerato per il filtro passa banda senza induttanza mutua.

Supponiamo che le frequenze inferiori e superiori di frontiera siano rispettivamente di 20.000 e 25.000 cicli al secondo, e che il valore della impedenza caratteristica in serie, per la frequenza media, sia di 600 ohm. Supponiamo inoltre che il valore di f_r sia di 30.000 cicli al secondo.

Abbiamo di conseguenza che:

$$f_1 = 20.000 \qquad f_2 = 25.000$$
$$f_r = 30.000 \qquad Z_o = 600$$

Dalla (96) $m_1 = 1{,}083$, e perciò otteniamo

dalla (88): $L_1 = 0{,}0412$ henry.

» (89): $C_1 = 0{,}00153$ microfarad.

» (90): $L_2 = 0{,}00152$ henry.

» (91): $C_2 = 0{,}0184$ microfarad.

Il filtro richiesto è di conseguenza del tipo mostrato nella figura 40(a), che è equivalente alla struttura della figura 40(b).

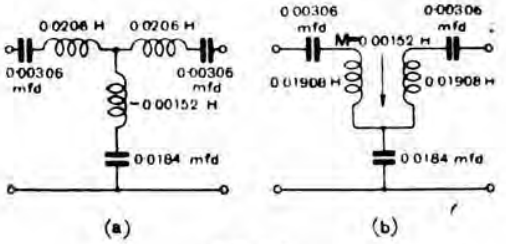


Figura 40.

Se il segno di M fosse stato negativo, allora risulta da quanto si è visto precedentemente che la struttura sarebbe stata ridotta ad un filtro passa banda le cui caratteristiche sarebbero state identiche a quelle del filtro mostrato nella figura 26.

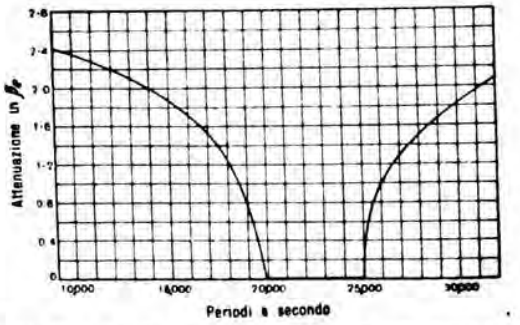


Figura 41. — Caratteristica di attenuazione per filtro passa banda contenente induttanza negativa.

Le caratteristiche costanti di attenuazione e di fase per il suesposto filtro sono ottenute dall'equazione (87) e sono indicate rispettivamente nelle figure 41 e 42.

Le caratteristiche corrispondenti al caso dissipativo possono essere ottenute con i metodi precedentemente indicati.

Dalla figura 41 si vede che in questo caso, come per il filtro passa banda della figura 36 (b), l'attenuazione è finita per tutte le frequenze.

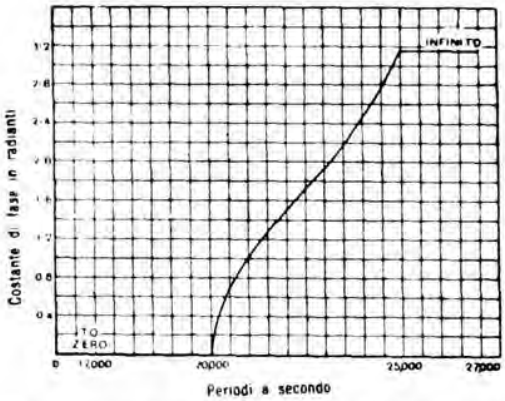


Figura 42. — Caratteristica di costante di fase per filtro passa banda contenente induttanza negativa.

Dalla figura 42 si vede che la variazione di fase per questo filtro è, per le frequenze di frontiera, la stessa che per il filtro della figura 28, sebbene la caratteristica variazione di fase sia alquanto differente entro la gamma senza attenuazione. Tuttavia non vi è nessun cambiamento di 3,14 radianti nella costante di fase a 30.000 cicli al secondo, come avviene nel caso del filtro passa banda senza induttanza mutua di segno positivo.

Teoria generale dei filtri d'onda contenenti induttanza mutua.

Nei due casi dei filtri contenenti induttanza mutua che sono stati esaminati, la caratteristica di attenuazione è unica, nel senso che l'attenuazione è sempre finita. Tuttavia, non si deve supporre che tutti i filtri provvisti di induttanza mutua (dell'uno e dell'altro segno) non presentino mai attenuazioni infinite. Per spiegare questo

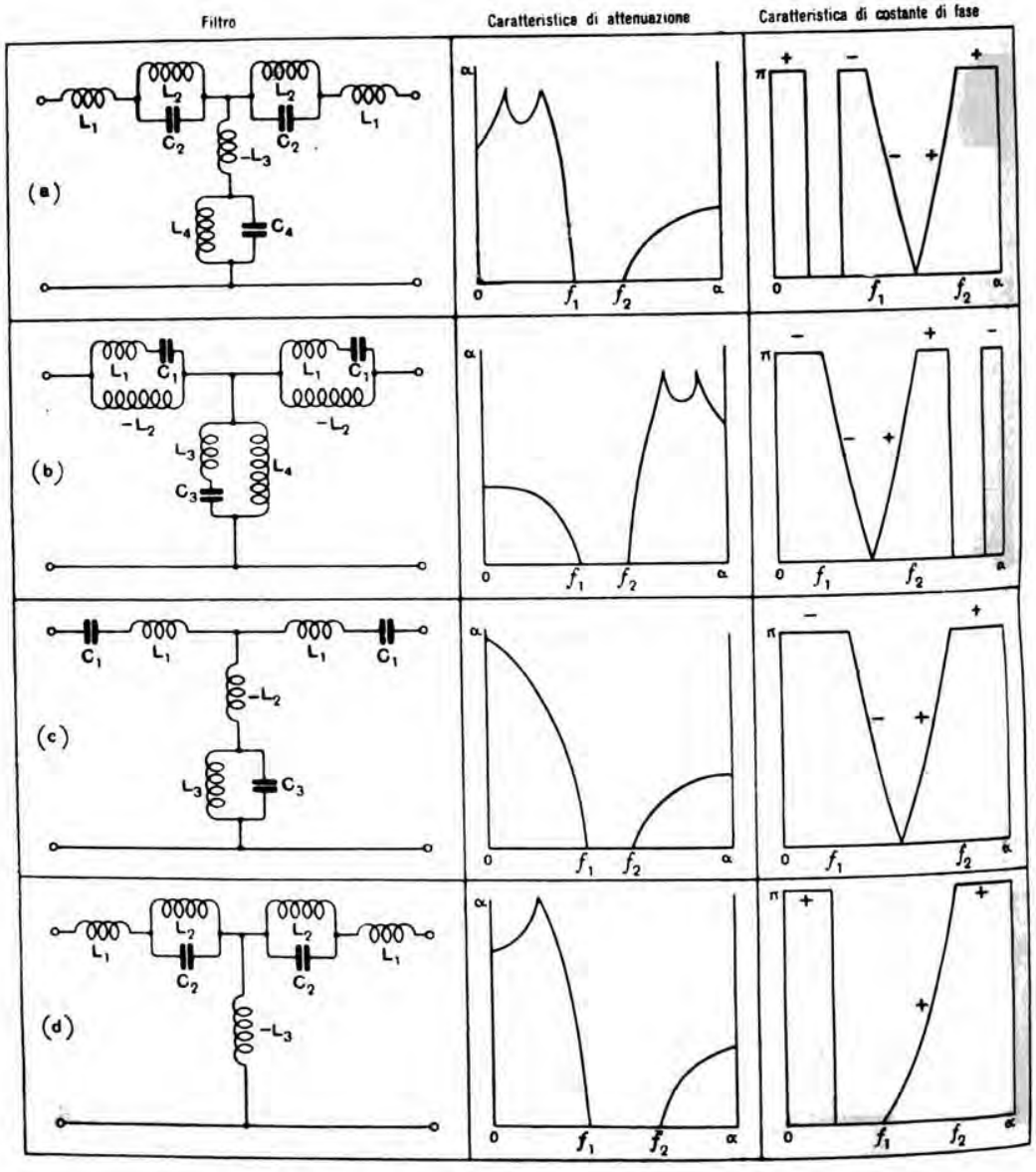


Figura 43. — Le caratteristiche sono date solamente in forma schematica, e nessun tentativo è fatto per ottenere una esatta riproduzione della caratteristica effettiva.

punto, si dà nella figura 43 qualche esempio di filtri provvisti di induttanza mutua, ma che pur tuttavia presentano attenuazione infinita.

Alcune altre particolarità dei filtri contenenti induttanza negativa sono rappresentate in questa figura. Per esempio, le figure 43(a) e 43(b) rappresentano filtri che hanno due frequenze di attenuazione infinita, disposte da una parte della gamma di passaggio. La costante di attenuazione è, in generale, finita per la frequenza zero e per quella infinita. La figura 43(c) rappresenta un filtro che ha solamente una frequenza di attenuazione infinita, e cioè la frequenza zero. Finalmente la figura 43(d) rappresenta un filtro che ha solamente una frequenza di attenuazione infinita, e l'attenuazione è finita per la frequenza zero e per la infinita.

In generale, le caratteristiche costanti di fase dei filtri provvisti di induttanza negativa sono simili a quelle dei corrispondenti filtri che non contengono induttanza negativa, benchè le caratteristiche dei primi, entro la gamma di trasmissione, siano, in generale, di carattere diverso di quelle dell'ultimo. Le caratteristiche di fase dei filtri indicati nelle figure 43(a) e 43(b) sono uniche, per filtri passa banda, nel senso che subiscono un cambiamento di segno entro una banda di attenuazione. La figura 43(b) rappresenta un filtro la cui costante di fase è dello stesso segno per tutta l'intera gamma di frequenza.

Per quanto riguarda le impedenze caratteristiche si deve notare che queste non sono in nessun modo diverse per i filtri con e senza induttanza negativa. Simili filtri hanno la medesima impedenza caratteristica in serie nei due casi, perchè essi possono essere considerati come derivati dallo stesso filtro semplice. È questa una importantissima proprietà perchè permette di formare filtri composti di filtri contenenti induttanza negativa con filtri che non la contengono.

PARTE V^a.

Strutture dissimmetriche.

Prima di passare a studiare i filtri d'onda composti, è opportuno prendere in esame le strutture non simmetriche.

Sino ad ora abbiamo supposto che i filtri d'onda considerati si componessero di una rete a T simmetrica, che poteva essere considerata come equivalente ad una struttura composta di un numero infinito di sezioni simmetriche ricorrenti. Anche le formule per l'impedenza caratteristica e la costante di propagazione sono state dedotte dalla supposizione di una struttura infinitamente ricorrente.

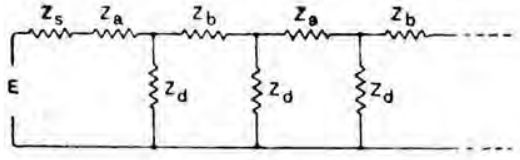


Figura 44.

Consideriamo ora il caso generale di una struttura composta di un numero infinito di cellule non simmetriche come è mostrato nella figura 44.

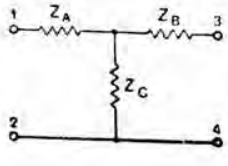


Figura 45.

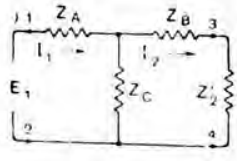


Figura 45 (a).

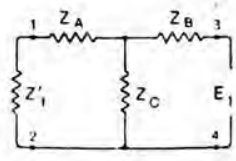


Figura 45 (b).

Ogni rete passiva può essere sostituita da un T o da un Π equivalente, come si è mostrato prima; di conseguenza la struttura della figura 44 può essere considerata equivalente alla rete a T non simmetrica della figura 45.

Impedenze immagini.

Supponiamo ora che gli estremi 3 e 4 della struttura surriferita siano connessi ad una impedenza Z_2', e supponiamo altresì che le correnti, risultanti dalla f. e. m. applicata E_1, siano indicate nella figura 45 (a).

L'impedenza della rete a T tra gli estremi 1 e 2 sarà:

$$Z_{1-2} = Z_A + \frac{Z_C (Z_B + Z_2')}{Z_B + Z_C + Z_2'} \quad .. \quad .. \quad (97)$$

Analogamente, se gli estremi 1 e 2 sono terminati da una impedenza Z_1' la impedenza misurata tra gli estremi 3 e 4 sarà: (vedi fig. 45 (b)):

$$Z_{3-4} = Z_B + \frac{Z_C (Z_A + Z_1')}{Z_A + Z_C + Z_1'} \quad .. \quad .. \quad (98)$$

Se Z_{1-2} è eguale all'impedenza terminale Z_1' e se Z_{3-4} è eguale a Z_2', la rete sarà allora terminata in tal modo che, all'una o all'altra giunzione, l'impedenza nelle due direzioni è la medesima. In tali condizioni Z_1' e Z_2' saranno chiamate « impedenze immagini » della rete a T. Se le equazioni (97) e (98) sono risolte esplicitamente rispetto a Z_1' e Z_2', abbiamo:

$$Z_1' = \sqrt{\frac{(Z_A + Z_C)(Z_A Z_B + Z_B Z_C + Z_C Z_A)}{Z_B + Z_C}} \quad (99)$$

$$Z_2' = \sqrt{\frac{(Z_B + Z_C)(Z_A Z_B + Z_B Z_C + Z_C Z_A)}{Z_A + Z_C}} \quad (100)$$

Dalle (99) e (100) si vede che, nel caso di una struttura simmetrica nella quale $Z_A = Z_B$, abbiamo:

$$Z_1' = Z_2' = \sqrt{Z_A^2 + 2 Z_A Z_C}$$

Confrontando questa equazione con la (1), appare che, nel caso della struttura simmetrica, la impedenza caratteristica e l'impedenza immagine sono identiche.

Se rappresentiamo con Z_o e Z_s le impedenze misurate tra gli estremi 1 e 2, quando 3 e 4 sono rispettivamente aperti od in

corto circuito, e se rappresentiamo con Z_o' e Z_s' le corrispondenti impedenze misurate tra gli estremi 3 e 4, allora:

$$Z_o = Z_A + Z_C \quad .. \quad .. \quad .. \quad .. \quad .. \quad (101)$$

$$Z_s = \frac{Z_A Z_B + Z_B Z_C + Z_C Z_A}{Z_B + Z_C} \quad .. \quad .. \quad (102)$$

$$Z_o' = Z_B + Z_C \quad .. \quad .. \quad .. \quad .. \quad .. \quad (103)$$

$$Z_s' = \frac{Z_A Z_B + Z_B Z_C + Z_C Z_A}{Z_A + Z_C} \quad .. \quad .. \quad (104)$$

e le equazioni (99) e (100) diventano:

$$Z_1' = \sqrt{Z_o Z_s} \quad .. \quad .. \quad .. \quad (105)$$

$$Z_2' = \sqrt{Z_o' Z_s'} \quad .. \quad .. \quad .. \quad (106)$$

Costante di trasferimento.

Le caratteristiche di propagazione di una rete dissimmetrica possono essere espresse completamente in funzione delle costanti di trasferimento. La costante di trasferimento di una qualsiasi struttura può essere definita come la metà del logaritmo naturale del rapporto vettoriale tra i volt-ampere, che entrano nelle condizioni di regime, e quelli che escono dalla rete quando questa ultima termina con le impedenze immaginarie.

« Volt-ampere » significa il prodotto vettoriale della corrente per la tensione.

Esaminiamo ora la figura 45 (a) e supponiamo che le correnti che risultano dall'applicazione di E_1 siano com'è indicato. Supponiamo inoltre che la tensione attraverso Z_2' sia E_2.

Applicando la legge di Kirchoff avremo quindi:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{Z_B + Z_C + Z_2'}{Z_e}$$

e: $$\frac{E_1}{E_2} = \frac{Z_A Z_B + Z_B Z_C + Z_C Z_A + Z_2' (Z_A + Z_C)}{Z_C Z_2'}$$

Se la costante di trasferimento è rappresentata da θ, abbiamo per definizione:

$$\theta = \frac{1}{2} \log_e \frac{E_1 I_1}{E_2 I_2} =$$

$$= \frac{1}{2} \log_e \left[\frac{(Z_B + Z_C + Z_2') \{ Z_A Z_B + Z_B Z_C + Z_C Z_A + Z_2' (Z_A + Z_C) \}}{Z_C^2 Z_2'} \right]$$

Ora:

$$\frac{Z_A Z_B + Z_B Z_C + Z_C Z_A + Z_2' (Z_A + Z_C)}{Z_C^2 Z_2'} =$$

$$= \frac{(Z_B + Z_C - Z_2') [Z_A Z_B + Z_B Z_C + Z_C Z_A + Z_2' (Z_A + Z_C)]}{Z_C^2 Z_2' (Z_B + Z_C - Z_2')}$$

$$\frac{(Z_B + Z_C) (Z_A Z_B + Z_B Z_C + Z_C Z_A) - Z_2'^2 (Z_A + Z_C) + Z_2' Z_C^2}{Z_C^2 Z_2' (Z_B + Z_C - Z_2')}$$

$$= \frac{I}{Z_B + Z_C - Z_2'}$$

come risulta combinando con la (100).

Si ha così: $$\theta = \frac{1}{2} \log_e \frac{Z_B + Z_C + Z_2'}{Z_B + Z_C - Z_2'} \quad \ldots \quad \ldots \quad (107)$$

Dalle (103) e (104) risulta che:

$$\tanh^{-1} \sqrt{\frac{Z_A Z_B + Z_B Z_C + Z_C Z_A}{(Z_A + Z_C) (Z_B + Z_C)}} \quad \tanh^{-1} \sqrt{Z_s' / Z_o'}$$

$$\frac{1}{2} \log_e \frac{1 + \sqrt{Z_s' / Z_o'}}{1 - \sqrt{Z_s' / Z_o'}} \quad \frac{1}{2} \log_e \frac{Z_o' + \sqrt{Z_o' Z_s'}}{Z_o' - \sqrt{Z_o' Z_s'}} \quad (107\text{-a})$$

Ma dalla equazione (106), si ha: $Z_2' = \sqrt{Z_o' Z_s'}$
e dalla (103) si ha: $Z_o' = Z_B + Z_C$

da cui $\frac{1}{2}\log_e \frac{Z_o' + \sqrt{Z_o' Z_s'}}{Z_o' - \sqrt{Z_o' Z_s'}} = \frac{1}{2}\log_e \frac{Z_B + Z_C + Z_2'}{Z_B + Z_C - Z_2'}$

che dalla equazione (107) si vede essere eguale a 0.

Risulta perciò dalla (107-a) che:

$$0 \quad \tanh^{-1} \sqrt{\frac{Z_A Z_B + Z_B Z_C + Z_C Z_A}{(Z_A + Z_C)(Z_B + Z_C)}} \qquad (108)$$

Per mezzo delle (101) e (102), o per mezzo delle (103) e (104), la equazione (108) si riduce a:

$$0 \quad \tanh^{-1} \sqrt{Z_s'/Z_o'} \quad \tanh^{-1} \sqrt{Z_s/Z_o} \quad .. \qquad (109)$$

Se confrontiamo la figura 3 colla figura 45 (a), si vede che, nel caso di struttura simmetrica, $Z_A \quad Z_B \quad Z_1/2$ e $Z_C - Z_2$.

Perciò la (108) diventa:

$$0 \quad \tanh^{-1} \sqrt{\frac{Z_1^2/4 + Z_1 Z_2}{Z_1/2 + Z_2}}$$

Se poniamo $x \quad 1 + Z_1/2 Z_2$ allora:

$$0 \quad \tanh^{-1} \sqrt{\frac{x^2 - 1}{x^2}} \quad \cosh^{-1} x$$

Confrontando questa equazione con la (6) si vede che nel caso di struttura simmetrica la costante di trasferimento o la costante di propagazione sono identiche; perciò la costante di trasferimento ha il medesimo significato della costante di propagazione, nel caso di struttura simmetrica.

Struttura dissimmetrica in serie.

Consideriamo due strutture dissimmetriche connesse insieme come nella figura 46, e supponiamo che alla loro giunzione le impedenze immagini delle due strutture siano eguali.

Siano Z_1, Z_2', Z_1', Z_2 le impedenze immagini rispettivamente tra 1 - 2, 3 - 4, 5 - 6 e 7 - 8.

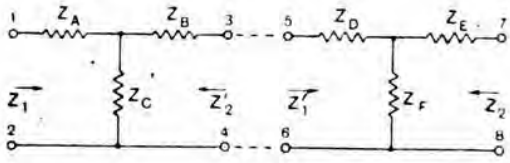


Figura 46.

Sia inoltre ϑ_1 la costante di trasferimento della prima struttura e ϑ_2 quella della seconda struttura.

Dalle equazioni (99) e (100) abbiamo:

$$Z_1 \quad \sqrt{\frac{(Z_A + Z_C)(Z_A Z_B + Z_B Z_C + Z_C Z_A)}{Z_B + Z_C}} \tag{110}$$

$$Z_2' \quad \sqrt{\frac{(Z_B + Z_C)(Z_A Z_B + Z_B Z_C + Z_C Z_A)}{Z_A + Z_C}} \qquad Z_1'$$

$$\sqrt{\frac{(Z_D + Z_F)(Z_D Z_E + Z_E Z_F + Z_F Z_D)}{Z_E + Z_F}} \tag{111}$$

$$Z_2 \quad \sqrt{\frac{(Z_E + Z_F)(Z_D Z_E + Z_E Z_F + Z_F Z_D)}{Z_D + Z_F}} \tag{112}$$

Ora le strutture della figura 46 sono equivalenti alla rete indicata nella figura 47, che a sua volta può essere ridotta ad una forma più conveniente col seguente metodo.

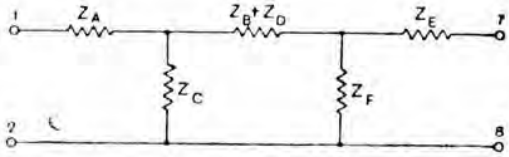


Figura 47.

Esaminiamo la rete collegata a triangolo della figura 47 (a) e supponiamo che si voglia sostituirla con un semplice sistema di

tre impedenze Z_a', Z_b', Z_c', raggruppate a stella, come è indicato nella figura 47 (b) sistema equivalente rispetto al circuito esterno connesso agli estremi A, B e C.

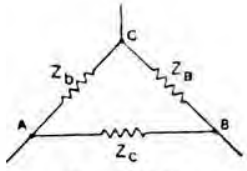


Figura 47 (a).

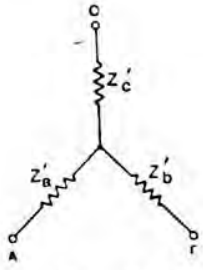


Figura 47 (b).

Affinchè le due reti siano indentiche, per quanto concerne il circuito esterno, l'impedenza, misurata attraverso a qualsiasi coppia di estremi, deve essere la stessa per le due reti.

Per gli estremi A e C:

$$Z_a' + Z_c' = \frac{Z_b (Z_a + Z_c)}{Z_a + Z_b + Z_c}$$

per gli estremi C e B:

$$Z_c' + Z_b' = \frac{Z_a (Z_b + Z_c)}{Z_a + Z_b + Z_c}$$

per gli estremi B e A:

$$Z_b' + Z_a' = \frac{Z_c (Z_a + Z_b)}{Z_a + Z_b + Z_c}$$

Risolvendo rispetto a Z_a', Z_b' e Z_c' le tre sopra esposte equazioni, otteniamo:

$$Z_a' = \frac{Z_b Z_c}{Z_a + Z_b + Z_c}$$

$$Z_b' = \frac{Z_c Z_a}{Z_a + Z_b + Z_c}$$

$$Z_c' = \frac{Z_a Z_b}{Z_a + Z_b + Z_c}$$

Confrontando la figura 47(a) con la figura 47, si vede che:

$$Z_a = Z_F;\ Z_b = Z_C;\ Z_c = Z_B + Z_D$$

Risulta perciò da quanto si è esposto, che la figura 47 può

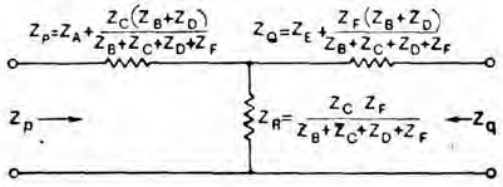


Figura 48.

essere ridotta alla forma indicata nella figura 48, dove:

$$Z_P = Z_A + \frac{Z_C\,(Z_B + Z_D)}{Z_B + Z_C + Z_D + Z_F}$$

$$Z_Q = Z_E + \frac{Z_F\,(Z_B + Z_D)}{Z_B + Z_C + Z_D + Z_F}$$

Se Z_p e Z_q sono le impedenze immagini della rete indicata nella figura 48, allora dalla (99) risulta che:

$$Z_p = \sqrt{\frac{(Z_P + Z_R)\,(Z_P\,Z_Q + Z_Q\,Z_R + Z_R\,Z_P)}{Z_Q + Z_R}}$$

Sostituendo a Z_P, Z_Q e Z_R i valori dati nella figura 48 e facendo uso della (111) si vede che:

$$Z_p = \sqrt{\frac{(Z_A + Z_C)\,(Z_A\,Z_B + Z_B\,Z_C + Z_C\,Z_A)}{Z_B + Z_C}} = Z_1 \text{ per la (110).}$$

Analogamente può essere dimostrato che:

$$Z_q = \sqrt{\frac{(Z_E + Z_F)\,(Z_D\,Z_F + Z_F\,Z_F + Z_F\,Z_D)}{Z_D + Z_F}} \quad Z_2 \text{ per la (112).}$$

Si può vedere da tali prove che, se un numero qualunque di reti a T, simmetriche o dissimmetriche, sono combinate in modo che ad ogni congiunzione le impedenze immagini siano eguali, allora le impedenze immagini della rete a T, che sono equivalenti

all'intera struttura, saranno eguali rispettivamente alle impedenze immagini estreme della prima ed ultima cellula a T della struttura completa.

Otteniamo ora la costante di trasferimento totale per la struttura combinata dalla figura 46.

Da questa figura e dall'equazione (108) si vede che:

$$\theta_1 \quad \text{tang } h^{-1} \sqrt{\frac{Z_A Z_B + Z_B Z_C + Z_C Z_A}{(Z_A + Z_C)(Z_B + Z_C)}} .$$

$$\theta_2 \quad \text{tang } h^{-1} \sqrt{\frac{Z_D Z_E + Z_E Z_F + Z_F Z_D}{(Z_D + Z_F)(Z_E + Z_F)}}$$

Ponendo, per abbreviazione,

$$\theta_1 = \text{tang } h^{-1} x$$

$$\theta_2 = \text{tang } h^{-1} y$$

si ha:

$$\theta_1 = \log_e \sqrt{\frac{1+x}{1-x}}$$

$$\theta_2 = \log_e \sqrt{\frac{1+x}{1-x}}$$

$$\theta_1 + \theta_2 = \log_e \sqrt{\frac{1+x}{1-x}} + \log_e \sqrt{\frac{1+y}{1-y}}$$

$$= \log_e \sqrt{\frac{(1+x)(1+y)}{(1-x)(1-y)}} \quad .. \quad .. \quad (113)$$

Riferendosi alla figura 48, che è equivalente alla struttura della figura 46, abbiamo per la sua costante di trasferimento θ:

$$\theta = \text{tang } h^{-1} \sqrt{\frac{Z_P Z_Q + Z_Q Z_R + Z_R Z_P}{(Z_P + Z_R)(Z_Q + Z_R)}}$$

Analogamente: $\theta \quad \text{tang } h^{-1} z \quad \log_e \sqrt{\frac{1+z}{1-z}}$ (114)

Se nella (114) sostituiamo i valori di Z_P, Z_Q e Z_R, dati nella figura 48, e facciamo uso delle relazioni contenute nella (111),

si può dimostrare che l'equazione (114) è eguale alla (113), e quindi:

$$\theta = \theta_1 + \theta_2 .$$

Come prima, questa prova può essere estesa a qualsiasi numero di strutture, combinate nella maniera mostrata al principio di questo paragrafo, per dimostrare che la costante di trasferimento è eguale alla somma delle costanti di trasferimento delle strutture costituenti.

Si noti che le espressioni « impedenze immagini » e « costante di trasferimento » sono usate dagli ingegneri americani, e, per quanto consta allo scrivente, nessun'altra espressione corrispondente viene usata in Inghilterra.

Impedenza immagine e costante di trasferimento di una semisezione.

Nella costruzione dei filtri composti è molto spesso utile di fare uso di una semi sezione piuttosto che di una sezione intera. La figura 49(a) rappresenta una intiera sezione di un filtro e la figura 49(b) rappresenta la corrispondente semisezione. Da questi

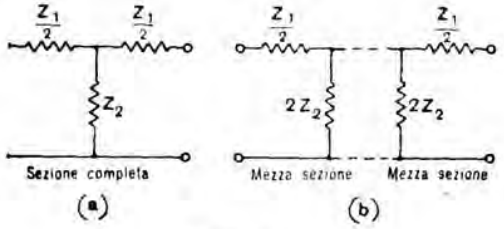


Figura 49.

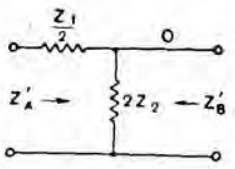


Figura 50.

diagrammi si vede che mentre l'intera sezione è rappresentata da una cellula a T simmetrica, la corrispondente semisezione è rappresentata da una cellula a T dissimmetrica in cui la impedenza di uno dei rami in serie è nulla (vedi fig. 50).

Se Z_A' e Z_B' rappresentano le impedenze immagini della semisezione, allora dalla figura 50 e dalle equazioni (99) e (100) si vede che:

$$Z_A' = \sqrt{\frac{Z_1 (Z_1/2 + 2 Z_2)}{2}} = \sqrt{Z_1 Z_2 \left(1 + \frac{1}{4} Z_1/Z_2\right)} \quad (115)$$

$$Z_B' = \sqrt{2 Z_2 \frac{Z_1 Z_2}{Z_1/2 + 2 Z_2}} = \sqrt{\frac{Z_1 Z_2}{1 + \frac{1}{4} Z_1/Z_2}} \quad (116)$$

Confrontando le equazioni (115) e (116) con la (1) e la (8), si vede che Z_A' e Z_B' sono rispettivamente le impedenze caratteristiche semi in serie e semi in derivazione dell'intera sezione indicata nella figura 49 (a). Di conseguenza le impedenze immagini Z_A' e Z_B' di qualsiasi semisezione sono eguali rispettivamente alle impedenze caratteristiche semi in serie e semi in derivazione della intera sezione corrispondente.

Se θ_s rappresenta la costante di trasferimento della semisezione, allora dalla equazione (108) si ha:

$$\theta_s = \text{tang } h^{-1} \sqrt{\frac{Z_1/2}{Z_1/2 + 2 Z_2}}$$

$$\text{tang } h^{-1} \sqrt{\frac{Z_1}{Z_1 + 4 Z_2}} \qquad \text{sen } h^{-1} \frac{1}{2} \sqrt{Z_1/Z_2}.$$

Confrontando questa equazione con la equazione (7) si vede che θ_s è eguale alla metà della costante di propagazione dell'intera sezione indicata nella figura 49 (a). Di conseguenza, la costante di trasferimento di qualsiasi semisezione è eguale alla metà della costante di propagazione dell'intera sezione corrispondente.

PARTE VI^a.

Filtri d'onda composti.

I filtri d'onda finora considerati vennero supposti costituiti da una sezione o da una serie di sezioni uniformi, e dallo studio fatto è risultato potersi alterare le caratteristiche di propagazione di determinate sezioni di filtri d'onda, senza per questo variare la loro impedenza caratteristica; si intuisce quindi come debba essere possibile collegare in serie un certo numero di tali sezioni dando origine, in tal modo, ad una struttura non simmetrica, la quale presenterà un certo numero di differenti costanti di propagazione. Per ottenere la minima perdita di trasmissione occorre che, come sarà visto nell'ultima parte di questo studio, non vi siano irregolarità nell'impedenza, ed in conseguenza le sezioni adiacenti dovranno essere sempre studiate in modo che nella loro giunzione risultino equivalenti per quanto riguarda l'impedenza caratteristica.

Un filtro d'onda composto può perciò essere definito come una struttura formata da sezioni di filtri d'onda riunite in serie; alcune di esse, od anche tutte, potranno avere differenti costanti di propagazione, ma le sezioni adiacenti dovranno sempre essere equivalenti per quanto riguarda l'impedenza caratteristica alla giunzione. Si è visto a proposito delle strutture simmetriche, che il filtro composto è definito dalla somma delle costanti di propagazione di ciascuna sezione e dalle impedenze caratteristiche delle sezioni terminali.

Il vantaggio che i filtri d'onda composti presentano rispetto a quelli uniformi consiste nel fatto che il loro calcolo è più elastico. Per mezzo di filtri composti è più facile ed economico ottenere l'attenuazione e l'impedenza richieste per varie strutture di filtri d'onda. Si è visto nello studio dei filtri d'onda uniformi che la costante di attenuazione di ogni sezione varia in maniera abbastanza considerevole con la frequenza nelle bande di attenuazione, l'attenuazione essendo molto più alta in alcune parti che in altre.

Allo scopo di utilizzare la gamma di frequenza più comple-

tamente che è possibile, l'attenuazione della struttura deve in generale crescere rapidamente all' entrata delle bande di attenuazione e rimanere alta. Nel caso di filtri uniformi, per ottenere un' attenuazione alta per quelle frequenze per le quali la costante di attenuazione di una sezione è bassa, occorre un numero di sezioni relativamente grande, il che significa che l'attenuazione risulterà molto più alta di quanto è necessario in corrispondenza delle altre frequenze. Nei filtri di onda composti, invece, è possibile distribuire le basse ed alte attenuazioni delle varie sezioni sulla banda di frequenza, in modo che esse si combinino per ottenere la caratteristica di attenuazione richiesta.

Per quanto riguarda i requisiti relativi all' impedenza, è spesso conveniente che la struttura possegga una impedenza terminale, nelle bande di trasmissione, a resistenza approssimativamente costante. La maggior parte dei filtri uniformi non può soddisfare a tale condizione, mentre nei filtri d'onda composti si avrà l'impedenza caratteristica che si desidera, usando come sezione terminale, quella del tipo derivato richiesto.

Esempio di filtro passa bassa composto.

Per illustrare i vantaggi dei filtri composti verrà esposto il calcolo di un filtro passa bassa. Supponiamo che si voglia progettare un filtro passa bassa che abbia una frequenza di frontiera di circa 500 cicli per secondo e che debba funzionare fra impedenze terminali di 600 ohm. Supponiamo inoltre che si voglia che la caratteristica di attenuazione di questo filtro cresca abbastanza rapidamente, al di là della frequenza di frontiera, dopo la quale essa rimane approssimativamente costante ad un valore alto, per es. 8 β *l*.

Per progettare un filtro di questa natura è, in generale, necessario costruire le caratteristiche di attenuazione, per un certo numero dei filtri considerati. La figura 51 mostra una famiglia di caratteristiche; tali curve sono state calcolate in base all' equazione (26) per differenti valori di a, ossia di f_∞ / f_c.

Risulta da queste curve che, per avere una caratteristica di atte-

nuazione che cresca abbastanza rapidamente dopo la frequenza di frontiera, dobbiamo avere un filtro derivato, la cui frequenza di attenuazione infinita non dev'essere più grande di 1,1 $\times f_c$. Sfortunatamente, l'attenuazione di questo filtro diminuisce piuttosto

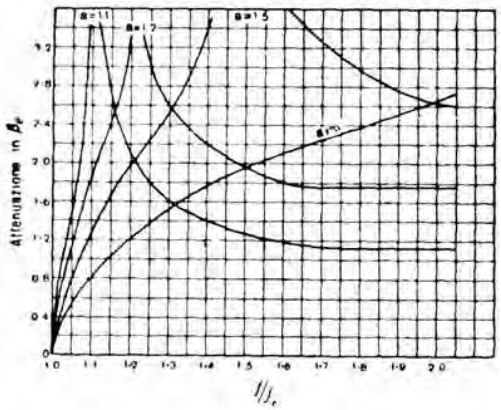


Figura 51.

rapidamente dopo la frequenza di attenuazione infinita, e quindi una sezione di questo filtro non sarebbe sufficiente.

Si vede dalla figura 51 che occorrono circa sette sezioni di tale filtro per ottenere una attenuazione di circa 8 βl per frequenze al di sopra di 1,5 $\times f_c$.

Per ottenere la richiesta caratteristica di attenuazione dobbiamo perciò combinare un certo numero di filtri derivati, le cui caratteristiche di attenuazione sono pure mostrate in detta figura. Siccome questi filtri sono stati derivati dal medesimo filtro semplice della figura 52, sappiamo di conseguenza che essi avranno tutti le medesime impedenze caratteristiche in serie e quindi possono essere combinati per formare un filtro composto. Dalla discussione fatta relativamente alle strutture non simmetriche deriva che la caratteristica di attenuazione risultante sarà data dalla somma delle singole caratteristiche di attenuazione dei filtri componenti.

Ora, oltre quanto si richiede relativamente alla caratteristica di attenuazione, deve anche essere considerata la questione

relativa alle impedenze terminali del filtro composto. La figura 52 mostra una famiglia di curve relative ad un certo numero di filtri derivati, le quali illustrano la relazione che passa tra la frequenza ed il rapporto tra la impedenza caratteristica semi in

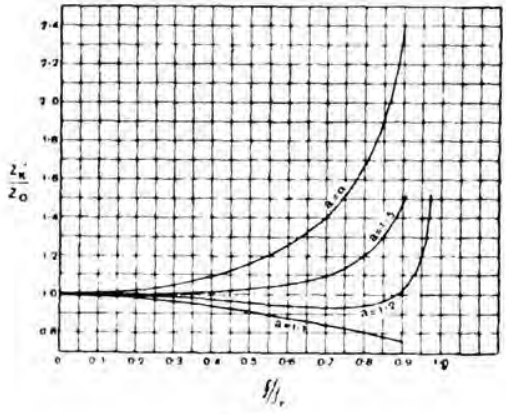


Figura 52.

derivazione di un filtro derivato semi in serie, all'impedenza terminale per frequenze comprese entro la banda di trasmissione (1). Tali curve sono state ottenute in base alle equazioni (26-a). Le curve della figura 52 mostrano come il filtro derivato, ottenuto ponendo a 1,2, abbia una impedenza che, con grandissima approssimazione, si avvicina alla impedenza nominale. Ciò vale per tutte le frequenze comprese nella banda di trasmissione, fatta eccezione per frequenze molto prossime a quella di frontiera. È quindi opportuno che ciascuna estremità di filtro composto termini con una mezza sezione di questo tipo di filtro, allo scopo di ottenere la necessaria impedenza caratteristica semi in derivazione.

La figura 53 mostra le varie sezioni componenti di un filtro composto, che presenti la desiderata caratteristica di attenuazione e che soddisfi anche alle condizioni terminali.

---

(1) - Per tutte le curve della figura 52, il valore di Z_K'/Z_0 è infinito, quando $f/f_c = 1$.

Le mezze sezioni non presentano alcuna difficoltà, poichè segue, da quanto è stato già detto in merito all'impedenza ed alla costante di trasferimento della mezza sezione, che l'impedenza misurata tra *A* e *B* (vedi fig. 53) sarà eguale alla impedenza caratteristica in serie dell'intera sezione e quindi all'impedenza misurata tra *C* e *D*. L'attenuazione della semisezione in corri-

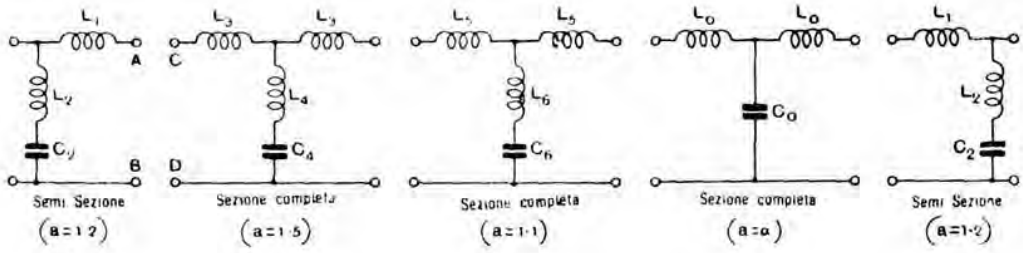


Figura 53.

spondenza di una qualunque frequenza sarà eguale alla metà dell'attenuazione dell'intera sezione per quella frequenza.

Le sezioni elementari della figura 53 possono essere combinate in modo da ottenere il filtro composto della figura 54.

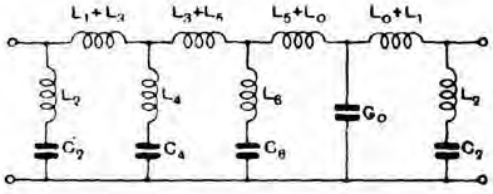


Figura 54.

Le costanti del filtro della figura 54 possono facilmente essere calcolate in base alle formule (29), (30), (31); per il filtro in esame, risulta che esse hanno i seguenti valori:

L_1	10,55	millihenry
L_2	24,00	»
L_3	14,2	microhenry
L_4	5,70	millihenry

L_5 = 7,95 millihenry
L_6 = 19,00 microhenry
C_2 = 0,02925 microfarad
C_4 = 0,079 »
C_6 = 0,044 »
C_0 = 0,106 »

La figura 55 mostra la caratteristica di attenuazione del filtro composto della figura 54. Questa curva vale per un filtro non dissipativo; nel caso di filtro dissipativo la caratteristica può essere ottenuta prendendo in esame i fattori considerati nella parte III.

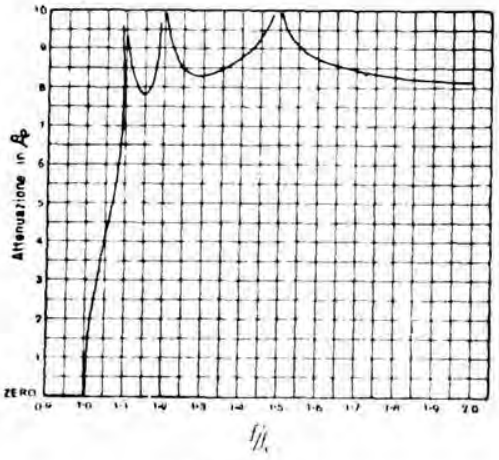


Figura 55.

Come ulteriori applicazioni di un filtro composto consideriamo il caso del filtro passa banda considerato nella parte III. È possibile calcolare un filtro passa banda con frequenze di frontiera rispettivamente di 20.000 e 25.000 p/s, combinando un filtro passa bassa ed uno passa alta. il filtro passa bassa dovrà avere una frequenza di frontiera di 25.000 p/s e quello passa alta di 20.000 p/s; il filtro composto perciò farà passare la banda di frequenza suddetta. Tale disposizione presenta il vantaggio che è possibile con essa ottenere abbastanza facilmente una frequenza di attenua-

zione infinita alle due estremità della banda, mentre un ordinario filtro passa banda non darà più di una frequenza di attenuazione infinita, se è usata una struttura completa, formata da un gran numero di elementi (vedi figg. 19 e 20). Il filtro composto avrà anche una migliore caratteristica di attenuazione, rispetto all'ordinario filtro passa banda. Il procedimento da seguire nel calcolare questo filtro è il seguente:

a) si calcola il filtro passa bassa avente una frequenza di frontiera di 25.000 p/s, con una conveniente frequenza di attenuazione infinita e che funzioni tra impedenze terminali di 600 ohm;

b) si calcola il filtro passa alta avente una frequenza di frontiera di 20.000 p/s, con un'opportuna frequenza di attenuazione, e che funzioni tra impedenze di 600 ohm; il calcolo del filtro passa alta coincide quasi con il calcolo del filtro passa bassa, e la differenza principale è che il parametro a è ora espresso da f_c/f_∞ invece che da f_∞/f_c;

c) si combinano i due filtri nella maniera prima indicata, poichè i due filtri sono stati calcolati per funzionare fra le medesime impedenze, non vi sarà perdita alle loro giunzioni, come si vedrà appresso.

PARTE VII.

Perdite di trasmissione nei filtri di onda.

Finora abbiamo considerato solamente le perdite dovute alla dissipazione; si devono tuttavia considerare anche le perdite causate da una non corretta determinazione. Esse possono essere calcolate col seguente procedimento:

In primo luogo, se risolviamo le equazioni (99), (100), (108), rispetto alle Z_A, Z_B e Z_C, otterremo le seguenti relazioni:

$$Z_A = \frac{Z_1'}{\tanh \theta} - \frac{\sqrt{Z_1' Z_2'}}{\operatorname{sen} h\, \theta} \quad .. \quad .. \quad (117)$$

$$Z_B = \frac{Z_2'}{\tanh \theta} - \frac{\sqrt{Z_1' Z_2'}}{\operatorname{sen} h\, \theta} \quad .. \quad .. \quad (118)$$

$$Z_C = \frac{\sqrt{Z_1' Z_2'}}{\operatorname{sen} \theta} \quad .. \quad .. \quad .. \quad .. \quad (119)$$

Consideriamo ora la struttura della figura 45 (a), che è connessa alle impedenze terminali Z_S e Z_R nella maniera mostrata nella

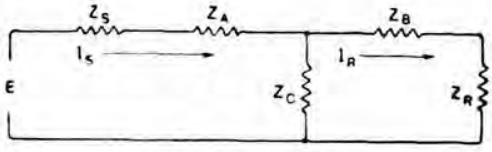


Figura 56.

figura 56, e supponiamo che i versi delle correnti siano come è indicato sopra; è facile vedere che in base alle leggi di Kirckoff la corrente ricevuta I_R è espressa da:

$$I_R = \frac{E\, Z_C}{(Z_S + Z_A)(Z_B + Z_C) + Z_R (Z_A + Z_C) + Z_B Z_C + Z_S Z_R}$$

e sostituendo i valori di Z_A, Z_B, e Z_C ottenuti in base alle (117), (118), (119), avremo:

$$I_R = \frac{E \sqrt{Z_1' Z_2'}}{(Z_1' Z_2' + Z_S Z_R) \operatorname{sen} h\, \theta + (Z_1' Z_R + Z_2' Z_S) \cos h\, \theta}$$

Ora, poichè:

$$\operatorname{sen} h\, \theta = \frac{1}{2}\left(e^{\theta} - e^{-\theta}\right) = \frac{1}{2} e^{-\theta}\left(e^{2\theta} - 1\right)$$

$$\cos h\, \theta = \frac{1}{2 e^{-\theta}}\left|e^{2\theta} + 1\right|$$

avremo:

$$I_R = \frac{E \sqrt{4 Z_1' Z_2' \times e^{-\theta}}}{(Z_1' Z_2' + Z_S Z_R)(e^{2\theta} + 1) + (Z_1' Z_R + Z_2' Z_S)(e^{2\theta} + 1)}$$

che può essere scritta nella forma:

$$I_R = \frac{E}{Z_S + Z_R} \frac{Z_S + Z_R}{\sqrt{4 Z_S Z_R}} \frac{\sqrt{4 Z_1' Z_S}}{Z_1' + Z_S} \frac{\sqrt{4 Z_2' Z_R}}{Z_2' + Z_R} e^{-\theta} \times$$

$$\times \frac{1}{1 - \frac{Z_2' - Z_R}{Z_2' + Z_R} \frac{Z_1' - Z_S}{Z_1' + Z_S} e^{-2\theta}} \quad .. \quad (120)$$

Da questa espressione di I_R possiamo dedurre quanto segue:

a) $\frac{E}{Z_S + Z_R}$ dà la corrente, che si sarebbe avuta, qualora non fosse stata presente alcuna struttura;

b) i tre fattori successivi sono genericamente del medesino tipo, benchè il primo di essi sia simile al reciproco degli altri due; questi due ultimi fattori sono chiamati « fattori di riflessione » e determinano la « perdita per riflessione », che esiste tra le impedenze in atto; si vede che il fattore $\sqrt{\frac{4 Z_1' Z_S}{Z_1' + Z_S}}$ diventa uguale ad 1, se $Z_1' = Z_S$.

Analogamente, il secondo fattore di riflessione è uguale ad 1 se $Z_2' = Z_R$; così la perdita per riflessione è dovuta al fatto che le impedenze terminali non sono uguali alle impedenze immagini della struttura;

c) il quinto fattore, che vale $e^{-\theta}$, è il fattore di trasferimento ed esprime la riduzione che ha luogo nella corrente a causa della attenuazione; in esso, θ è stata già definita come la costante di trasferimento;

d) l'ultimo fattore della equazione (120) è chiamato « fattore di azione interna » ed è dovuto alle riflessioni ripetute alle estremità della struttura; esso, allo stesso modo dei fattori di riflessione, si riduce all'unità quando $Z_1' = Z_R$ oppure $Z_2' = Z_S$; in generale, il fattore di azione interna viene trascurato, e il suo effetto in un filtro d'onda è apprezzabile solamente nella banda di trasmissione, in prossimità delle frequenze critiche.

Nel caso di un filtro d'onda, Z_R e Z_S hanno in generale il medesimo valore, benchè possano essere differenti dalle impedenze

immagini; perciò, trascurando il fattore di azione interna, l'equazione (120) si riduce a:

$$I_R = \frac{E}{2Z} \cdot \frac{\sqrt{4ZZ_2'}}{Z+Z_1'} \cdot \frac{\sqrt{4ZZ_2'}}{Z+Z_2'} e^{-0}$$

in cui $Z = Z_R \quad Z_S$.

Se la struttura non fosse stata inserita, la corrente I_R' sarebbe stata espressa da $I_R' \quad \frac{E}{2Z}$

$$\frac{I_R}{I_R'} = \frac{\sqrt{4ZZ_1'}}{Z+Z_1'} \cdot \frac{\sqrt{4ZZ_2'}}{Z+Z_2'} e^{-0}$$

L'attenuazione totale della struttura è perciò espressa da:

$$A \quad \log_e \left| \frac{I_R'}{I_R} \right| \quad \log_e \left| \frac{Z+Z_1}{\sqrt{4ZZ_1}} \right| + \log_e \left| \frac{Z+Z_2}{\sqrt{4ZZ_2}} \right| + |0| \qquad (121)$$

Ciò deriva dall'analisi fatta all'inizio della parte I, nella quale è mostrato che l'attenuazione è espressa dal logaritimo naturale del rapporto tra i valori assoluti delle correnti.

Nel caso di una struttura simmetrica $Z_1' \quad Z_2' \quad Z_K$, l'impedenza caratteristica vale:

$$A \quad 2 \log_e \left| \frac{Z+Z_K}{\sqrt{4ZZ_K}} \right| + |P| \quad .. \quad .. \qquad (122)$$

in cui $|P|$ indica la parte reale della costante di propagazione.

Da quanto sopra risulta che in ogni struttura, allo scopo di ridurre le perdite di trasmissione, è opportuno che le impedenze terminali abbiano un valore tale che eguagli le impedenze immagini a cui esse sono connesse; segue che ogni struttura, la quale comprenda qualche irregolarità di impedenza (non necessariamente in quelle terminali), subirà una perdita di trasmissione in corrispondenza di queste irregolarità. Nel caso di un filtro composto è quindi opportuno che impedenze immagini di sezioni adiacenti, siano eguali.

Perdita per riflessione in un filtro passa bassa.

Come esempio di perdita per riflessione consideriamo il filtro composto della parte VI. Questo filtro, come si è visto, ha per impedenza terminale, l'impedenza caratteristica semi in derivazione di un filtro derivato semi in serie, il cui valore per f_∞ / f_c è 1,2. Dobbiamo perciò determinare le perdite per riflessione, per ciascuna frequenza considerata tra questa impedenza e l'impedenza terminale, che si è supposta uguale alla impedenza nominale.

Se Z_K' è il valore dell'impedenza caratteristica semi in derivazione di questo filtro per ciascuna frequenza determinata, allora, in base alla equazione (122), il fattore di riflessione per ciascuna estremità è espresso da:

$$L_R = \frac{Z_0 + Z_K'}{\sqrt{4 Z_0 Z_K'}} = \frac{1 + Z_K' / Z_0}{\sqrt{4 Z_K' / Z_0}} \quad .. \quad (123)$$

La figura 52 dà il valore di Z_K' / Z_0 per tutte le frequenze comprese dentro la banda di trasmissione, e quindi il fattore di riflessione può essere facilmente calcolato; la curva, per $a = 1{,}2$, mostra che, quando il valore di f / f_c raggiunge 0,95 il valore di Z_K' / Z_0 è 1,515, è perciò dall'equazione (123) si ricava che il fattore di riflessione a questa frequenza è 1,026. L'attenuazione dovuta alla riflessione a ciascuna estremità è quindi data da $A_T = \log_e L_R = 0{,}0276\, \beta l$, e la perdita totale dovuta alla riflessione per questa frequenza si riduce a $0{,}0552\, \beta l$.

Si vede così che le sezioni estreme scelte per il filtro composto della parte VI sono abbastanza opportune. Molto vicino alla frequenza di frontiera, il valore di Z_K' / Z_0 si approssima all'infinito, e quindi la perdita per riflessione è molto grande, ma, come mostra la figura 52, questa condizione vale solamente per una parte piccolissima della gamma di trasmissione.

In alcuni casi, nei quali è opportuno che la frontiera sia molto netta per la frequenza a cui il filtro è calcolato, riuscirà più opportuno usare una sezione terminale, ove il valore di A sia presso a poco 1,05; per questo tipo di sezione il valore di Z_K' / Z_0 non si avvicina all'infinito, finchè il valore di f / f_c sia superiore a circa 0,99.

Conclusioni.

1°) La teoria dei filtri d'onda può essere dedotta, considerando una struttura simmetrica composta di un numero infinito di sezioni a T o Π.

2° Il calcolo dei filtri d'onda è considerevolmente semplificato, utilizzando i filtri derivati; questi filtri possono essere di due specie:

a) filtri derivati semi in serie;

b) » » semi in derivazione.

I primi presentano la medesima impedenza caratteristica semi in serie e le medesime frequenze di frontiera; gli altri, la medesima impedenza caratteristica e le medesime frequenze di frontiera del filtro semplice dal quale essi sono derivati; la loro costante di propagazione è però diversa da quella del filtro semplice.

3°) I filtri che contengono mutua induttanza di segno negativo sono in generale identici ai filtri del medesimo tipo che non contengono mutua induttanza; invece i filtri che contengono mutua induttanza di segno positivo hanno in generale caratteristiche di attenuazione e di costante di fase diverse da quelle dei filtri corrispondenti senza induttanza mutua.

4°) La struttura non simmetrica può essere usata come base per la teoria dei filtri composti.

5°) Il filtro composto può essere ottenuto da sezioni che sono derivate dal medesimo filtro semplice. Queste sezioni possono essere scelte in modo da ottenere qualunque caratteristica di attenuazione richiesta e qualunque impedenza terminale.

6°) La perdita dovuta alla riflessione nel caso del filtro d'onda dipende dai valori relativi dell'impedenza terminale e dell'impedenza caratteristica alle estremità del filtro; questa perdita può essere ridotta ad un minimo, facendo le due impedenze le più prossime possibile.

7°) In generale, le caratteristiche di attenuazione e di costante di fase di ciascuna sezione di un filtro possono essere ottenute dal valore del rapporto tra le impedenze derivate in serie ed in derivazione.

M. REED.

(traduzione del ten. col. F. AMOROSO).

Direttore responsabile: Prof. G. VANNI.

Vol. IX. — Anno 1930, VIII/IX.

INDICE ALFABETICO PER AUTORI

		FASC.	PAG.
GALOTTI F.	— Il comando unico negli apparecchi a cambiamento di frequenza	I	18
GRIFONE N.	— *(vedi Malerba)*.		
HERD J. F.	— *(traduz. ing. U. Tiberio)*. - Esperienze sulle condizioni che corrispondono al funzionamento ottimo nella ricezione eterodina . . .	V-VI	180
MALERBA F.	— Misura diretta del grado di modulazione di un trasmettitore radiotelegrafico . . .	III	77
NAMBA Y.	— *(traduz. ing. A. Beltrami)*. - La determinazione del campione giapponese di radiofrequenza .	IV	145
REED M.	— *(traduz. t. col. F. Amoroso)*. - Filtri elettrici .	IV V-VI	113 196
SACCO L.	— Sui triodi amplificatori senza distorsione .	V-VI	157
VANNI G.	— La 1ª riunione del Comitato consultivo internazionale radioelettrico alla Aja . . .	I	1
id.	— Pareri emessi dal Comitato consultivo internazionale radioelettrico (C. C. I R.) . . .	I II III	5 62 89
id.	— Alcune esperienze sulla efficacia degli schermi reticolari contro le scariche fulminee . .	II	45

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO

DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

Vol. IX. — Anno 1930, VIII/IX.

INDICE GENERALE

	FASC.	PAG.
La I[a] Riunione del Comitato consultivo internazionale radioelettrico alla Aja. — PROF. G. VANNI	I	1
Pareri emessi dal Comitato consultivo internazionale radioelettrico (C. C. I. R.). — PROF. G. VANNI	I	5
	II	62
	III	89
Il comando unico negli apparecchi a cambiamento di frequenza. — CAP. F. GALOTTI	I	18
Alcune esperienze sulla efficacia degli schermi reticolari contro le scariche fulminee. — PROF. G. VANNI	II	45
Misura diretta del grado di modulazione di un trasmettitore radiotelefonico. — CAP. G. MALERBA e DOTT. N. GRIFONE	III	77
Filtri elettrici. — M. REED. *(traduzione t. col. F. Amoroso)*	IV	113
	V-VI	196
La determinazione del campione giapponese di radio frequenza. — Y. NAMBA. *(traduz. ing. A. Beltrami)*	IV	145
Sui triodi amplificatori senza distorsione. — COL. L. SACCO	V-VI	157
Esperienze sulle condizioni che corrispondono al funzionamento ottimo nella ricezione eterodina. — J. F. HERD. *(traduz. ing. U. Tiberio)*	V-VI	180
Indice alfabetico per autori	V-VI	249
Indice generale	V-VI	251